



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

TRABAJO DE FIN DE GRADO

DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA EN TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE Y SU APLICACIÓN A UN ARRAY DE RANURAS

Autor: Javier Guzmán Merino

Tutor: Luis de Inclán Sanchez

Leganés, julio de 2015

Título: Diseño de un divisor de potencia en tecnología Gap Waveguide y su aplicación a un array de ranuras.

Autor: Javier Guzmán Merino.

Director: Luis de Inclán Sánchez.

EL TRIBUNAL

Presidente: Carmen Peláez Moreno.

Vocal: Marta Gil Barba.

Secretario: Raquel Crespo García.

Realizado el acto de defensa y lectura del Trabajo Fin de Grado el día 7 de Julio de 2015 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

Dedicado a todos mis seres queridos, que me han soportado durante estos años de estudio, me han dado ánimos para continuar en los momentos de flaqueza y me han apoyado en las épocas difíciles. A todas y cada una de las personas que he conocido en mi época universitaria, profesores, compañeros de estudio y compañeros de trabajo.

A todos los amigos que hemos hecho equipo en la biblioteca durante incontables horas y que juntos, ayudándonos unos a otros, hemos conseguido llegar al final del camino.

A todos, MUCHAS GRACIAS.

Resumen

El presente trabajo estudia el desarrollo de un divisor de potencia en tecnología Gap Waveguide y su aplicación a un array de 4 ranuras realizados con el programa simulación CTS Microwave Studio.

Para comenzar el trabajo se han realizado varios modelos de onda completa de líneas de transmisión en tecnología Gap Waveguide, en particular nos hemos centrado en la variante microstrip de esta tecnología.

Pasando a las etapas, en primer lugar se ha realizado el diseño de un divisor de potencia para dos salidas que posteriormente se ha ampliado a cuatro.

Por otra parte se ha diseñado una antena de ranura como elemento radiante individual, para analizar sus parámetros de diseño y estudiar su respuesta básica frente a sus dimensiones y la terminación del circuito de alimentación. Mediante este proceso se ha conseguido una buena optimización del elemento y su alimentador.

Cuando se ha conseguido optimizar, se ha aplicado el modelo de la antena individual a un primer array compuesto por dos ranuras, uniendo el desarrollo de la primera parte con el de la segunda (divisor + antena de ranura). Esta implementación se ha analizado y modificado ligeramente hasta que se han conseguido unos buenos resultados para poder utilizarlo como partida del diseño final propuesto.

Para finalizar este trabajo, se duplica el tamaño del array de dos a cuatro ranuras reutilizando la red que se ha optimizado anteriormente, colocando una al lado de la otra y diseñando un nuevo divisor de mayor tamaño partiendo de los anteriores modelos ya optimizados para conectarlo todo.

El resultado final del trabajo tiene un buen funcionamiento. El array tiene una adaptación de -25db y un ancho de banda de 725Mhz. El lóbulo principal está orientado en dirección broadside con una desviación de 1° . En los aspectos negativos se destaca que tenemos un ancho de haz a -3db de 81.8° y unos lóbulos secundarios de 1dB, así como una elevada radiación trasera.

Abstract

This project studies the development of a power divider in Gap Waveguide technology and its application to an array of 4 slots made with CTS Microwave Studio simulation program.

To begin work there have been several models of full-wave transmission lines in Gap Waveguide technology, in particular we have focused on the microstrip variant of this technology.

Passing stages, first we have designed a power divider for two outputs and later, we have been extended the model to four outputs.

On the other hand it was designed an individual slot antenna as an individual radiating element to discuss its design parameters and study its basic response, its size and the termination of the supply circuit. This process has achieved a good optimization of the element and its feeder.

When optimization has been achieved, it has been applied from the individual antenna pattern to a first array with two slots, joining the development of the first part with the second (slot antenna + divider). This implementation has been tested and slightly modified until it have achieved good results to use as starting point for the proposed final design.

The array size of two slots doubles it to four to complete this work by reusing the network that previously had been optimized by placing one next to the other and a new larger divider is designed, based on previous optimized models to connect it all.

The final result of the work has a good performance. The array has an adaptation of -25dB and a 725MHz. bandwidth. The main lobe is oriented in the broadside direction with a deviation of one degree. On the negative side we have a beam width of 81.8 ° in -3dB and 1dB side lobes, in addition, we have a high rear radiation.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Introducción, revisión al estado del arte	2
1.2. Objetivos	3
1.3. Motivación	3
1.4. Descripción del documento	4
2. Introducción a la tecnología Gap Waveguide y divisor de potencia	6
2.1. Descripción de la tecnología y variantes	7
2.2. Parámetros de medida, parámetros S	11
2.3. Modelo de Línea de Transmisión	12
2.4. Análisis de Divisor de Potencia	15
2.5. Diseño del divisor de potencia de cuatro salidas	20
3. Diseño e integración de la antena de ranura	23
3.1. Diseño del elemento individual	25
3.2. Diseño del array	36
3.2.1. Diseño y optimización del Array de 4 elementos de forma directa	37
3.2.2. Estudio de un array de 2 ranuras	41
3.2.3. Diseño de un Array de 4 elementos	45
4. Conclusiones y líneas futuras	51

Índice de figuras

Figura 2.1- Diagrama de dispersión de tecnología Gap Waveguide. Propagación en banda prohibida	7
Figura 2.2a - Líneas de campo en línea Microstrip común	8
Figura 2.2b - Líneas de campo en línea Microstrip invertida	8
Figura 2.3- Esquema Gap Waveguide Ridge	8
Figura 2.4- Vista 3D con corte Gap Waveguide Ridge	9
Figura 2.5- Esquema Gap Waveguide Groove	9
Figura 2.6- Vista 3D con corte Gap Waveguide Groove	10
Figura 2.7- Esquema Gap Waveguide Microstrip	10
Figura 2.8- Propagación del campo en Gap Waveguide Microstrip	11
Figura 2.9a - Líneas de campo en Microstrip convencional	11
Figura 2.9b - Líneas de campo en Microstrip Gap Waveguide	11
Figura 2.10- Diseño de línea de transmisión	12
Figura 2.11- Longitudes de los puertos	13
Figura 2.12- Módulo de parámetros S en dB en simulación de línea de transmisión	13
Figura 2.13- Variaciones del módulo en dB del parámetro S_{11} al variar L_p	14
Figura 2.14- Variaciones del módulo en dB del parámetro S_{11} al variar w	14
Figura 2.15- Resultado final simulado del módulo en dB de los parámetros S en línea de transmisión	15
Figura 2.16- Esquema divisor en T	16
Figura 2.17- Diseño divisor en T	16
Figura 2.18- Dimensiones del divisor en T	17
Figura 2.19- Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar w_2	18
Figura 2.20- Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar w_3	18
Figura 2.21- Resultados finales simulados del divisor con dos salidas. Resultados de los parámetros S en módulo expresados en dB	19
Figura 2.22- Resultados finales simulados del divisor con dos salidas. Representación de la adaptación de la impedancia en la carta de Smith	20
Figura 2.23- Esquema divisor con cuatro salidas	21
Figura 2.24- Divisor simulado con cuatro salidas. Módulo de los parámetros S en dB	21
Figura 2.25- Resultados divisor simulado con cuatro salidas. Adaptación de la impedancia en carta de Smith	22
Figura 3.1- Esquemas antenas de ranura	24
Figura 3.2- Esquemas antena de ranura en Ridge de referencia	25
Figura 3.3- Diseño del elemento radiante individual	25
Figura 3.4 - Dimensiones del elemento radiante individual	26
Figura 3.5 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar w_r	26
Figura 3.6 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar l_r	27
Figura 3.7 - Valor de la adaptación de la impedancia en carta de Smith al simular la ranura con las dimensiones iniciales	28
Figura 3.8 - Módulo de S_{11} en dB al simular la ranura con las dimensiones iniciales	28
Figura 3.9 - Diagramas de radiación en dBi del elemento radiante en individual con las dimensiones iniciales	29
Figura 3.10 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar L_{re}	30
Figura 3.11 - Variación de curvas de la adaptación de impedancias en carta de Smith al variar L_{re}	30

Figura 3.12 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar W_{re}	31
Figura 3.13 - Variación de las curvas de adaptación de impedancia en carta de Smith al modificar W_{re}	31
Figura 3.14 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar L_2	32
Figura 3.15 - Variación de curvas de adaptación de impedancia en carta de Smith al modificar L_2	32
Figura 3.16 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar W_2	33
Figura 3.17 - Variación de curvas de adaptación de impedancias en carta de Smith al modificar W_2	33
Figura 3.18 - Resultados del módulo de S_{11} en dB del elemento individual con longitudes optimizadas del elemento radiante individual.....	34
Figura 3.19 - Curva de adaptación de impedancias en carta de Smith con longitudes optimizadas del elemento radiante individual.....	35
Figura 3.20 - Diagramas de radiación en dBi del elemento radiante individual con longitudes optimizadas.....	36
Figura 3.21 - Esquema del divisor con cuatro ranuras.....	37
Figura 3.22 - Resultado inicial del módulo del parámetro S_{11} en dB del divisor con cuatro ranuras.....	38
Figura 3.23 - Valores de las variaciones de los parámetros de optimización del divisor con cuatro ranuras.....	38
Figura 3.24 - Resultados del módulo de S_{11} en dB de la optimización del divisor con cuatro ranuras.....	39
Figura 3.25 - Esquema del divisor con cuatro ranuras recalculado.....	40
Figura 3.26 - Resultados del módulo de S_{11} en dB del divisor con cuatro ranuras con nuevas dimensiones.....	40
Figura 3.27 - Valores de las variaciones de los parámetros de optimización del divisor con cuatro ranuras con nuevas dimensiones.....	40
Figura 3.28 - Módulo de S_{11} en dB de la optimización del divisor con cuatro ranuras con nuevas dimensiones.....	41
Figura 3.29 - Longitudes del array con dos ranuras.....	41
Figura 3.30 - Resultados iniciales del array con dos ranuras.....	42
Figura 3.31 - Esquema del array con dos ranuras optimizado.....	43
Figura 3.32 - Resultado del módulo de S_{11} en dB del divisor con dos ranuras optimizado.....	44
Figura 3.33 - Resultado de la adaptación de impedancia en carta de Smith del divisor con dos ranuras optimizado.....	44
Figura 3.34 - Diagramas de radiación en dBi del divisor con dos ranuras optimizado.....	45
Figura 3.35 - Esquema de la disposición de los dos arrays de 2 ranuras.....	46
Figura 3.36 - Longitudes del nuevo divisor para el array de cuatro ranuras.....	46
Figura 3.37 - Resultados del módulo de los parámetros S en dB del rediseño del divisor de dos salidas.....	47
Figura 3.38 - Esquema final del array con cuatro ranuras.....	47
Figura 3.39 - Módulo de S_{11} en dB del array con cuatro ranuras final.....	48
Figura 3.40 - Representación de la adaptación de la impedancia en carta de Smith del array con cuatro ranuras final.....	48
Figura 3.41 - Diagramas de radiación en dBi del array con cuatro ranuras final.....	49

Índice de tablas

Tabla 1: Efecto de la variación de L_p sobre Z_{in}	14
Tabla 2: Efecto de la variación de w sobre Z_{in}	15
Tabla 3: Valores iniciales para el divisor en T.....	17
Tabla 4: Valores finales para el divisor en T.....	19
Tabla 5: Valores iniciales del elemento individual.....	26
Tabla 6: Valores finales del elemento individual.....	34
Tabla 7: Valores de los parámetros del array de 4 ranuras inicial.....	37
Tabla 8: Valores de los parámetros del array de 4 ranuras modificados.....	39
Tabla 9: Valores de los parámetros del array de 2 ranuras iniciales.....	42
Tabla 10: Valores de los parámetros del array de 2 ranuras optimizados.....	43
Tabla 11: Valores de los parámetros del nuevo divisor con longitud mayor entre puerto.....	46

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se hace una introducción al trabajo y se exponen las motivaciones que han llevado al desarrollo del mismo aplicando esta tecnología. Se exponen los principales objetivos que se van a perseguir a lo largo de las distintas etapas de diseño y se hace una pequeña descripción del documento.

1.1 Introducción, revisión al estado del arte

Los dispositivos, servicios y aplicaciones radio cada vez necesitan operar de forma satisfactoria en frecuencias elevadas. Sirva de ejemplo el creciente interés hacia las aplicaciones de ondas milimétricas como los radares, sistemas de navegación por satélite y comunicaciones aeroespaciales, que ha llevado a la necesidad de desarrollar sistemas de antenas planas de bajo volumen y reducido coste.

Ante las limitaciones de las tecnologías actuales para explotar esta parte del espectro electromagnético (principalmente las pérdidas), surge la necesidad de investigar en nuevos medios y soportes. La tecnología Gap Waveguide es una reciente alternativa a las guías de ondas convencionales para aplicaciones situadas en frecuencias altas como por ejemplo las de ondas milimétricas. Tiene importantes ventajas para su uso de entre las que destacan sus reducidas pérdidas, su capacidad de encapsulado y su menor coste al simplificar su fabricación [1].

Por otro lado, los arrays de antenas microstrip son unos buenos candidatos para estas aplicaciones debido a su ligero peso y bajo coste de producción. Sin embargo, este tipo de tecnología presenta pérdidas en la red de alimentación que se hacen elevadas a medida que aumenta la frecuencia, lo que impide su uso en muy altas frecuencias.

Gap Waveguide nace para solventar estos problemas que presentan las líneas microstrip al trabajar en dichas frecuencias.

La tecnología Gap Waveguide tiene 3 variantes, las cuales consisten en distintas versiones de un mismo concepto de guiado. En todas ellas el campo queda confinado entre dos placas, una de PEC (conductor electromagnético perfecto) y otra que implementa una superficie de tipo conductor magnético perfecto (PMC, conductor magnético perfecto).

Las tres variantes son Ridge (línea en volumen), Groove (ausencia de pines) y Microstrip (con sustrato). Todas tienen en común una estructura básica compuesta por una placa inferior que actúa de plano de masa sobre la que se desarrollan unos pequeños pines dispuestos en forma de matriz. Son elementos periódicos mediante los cuales se busca la implementación de una superficie PMC. En un plano superior, situado a una distancia menor de un cuarto de la longitud de onda, se encuentra otra placa PEC. Con esta placa superior se cierra el encapsulado [1, 2].

Cada una de las placas crea una condición de contorno (PEC y PMC). Entre ellas se sitúa una línea, la cual rompe la condición y permite propagar el campo a través de dicha línea y el plano superior.

Esta tecnología permite una fácil integración con las antenas de ranura, ya que pueden realizarse aperturas en la placa superior del encapsulado y con una adecuada terminación de la red, conseguir radiación [3].

1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo es conseguir un array de ranuras. Para lograrlo se necesitarán líneas y divisores de potencia, ambas implementadas en tecnología Gap Waveguide.

Para desarrollarlo se han marcado 4 objetivos:

- 1- Diseño de un divisor de potencia.
- 2- Estudio de una antena de ranura individual.
- 3- Concatenación de los elementos diseñados por separado creando un único cuerpo.
- 4- Optimización del conjunto.

Siendo los dos primeros objetivos etapas aisladas y los dos últimos consistentes en la integración de una sobre la otra.

1.3 Motivación

Los nuevos sistemas de comunicaciones han de adaptarse a las demandas actuales y futuras de mayores tasas de transmisión y mayores anchos de banda para el envío de datos. Debido a esto es necesario trabajar en bandas de frecuencias más elevadas de las que habitualmente se utilizan en entornos de consumo multimedia (Wi-Fi, 3G, LTE...) para poder conseguirlo.

Para una distancia fija, aumentar en frecuencia supone un aumento proporcional de las pérdidas, aunque existen varias tecnologías actualmente que consiguen buenos resultados:

•La guía de onda permite transmitir con muy pocas pérdidas una alta potencia, lo cual hace que sea un eficaz medio. Los problemas que conlleva el uso de guías de onda son varios: el proceso de fabricación es delicado y caro, las paredes deben de estar perfectamente alineadas y no pueden existir imperfecciones en las soldaduras de ellas, son pesadas y cuando se quieren integrar con otros medios deben de estar totalmente alineadas las terminaciones para evitar reflexiones.

•Otra tecnología que trabaja en altas frecuencias es la línea microstrip, la cual permite la propagación de un modo Cuasi-TEM, confinando la onda entre dos conductores a través de un sustrato.

Es más económica que la guía de onda, ligera y pequeña y su integración con otros medios es más sencilla. El principal problema que presenta son las pérdidas, que están asociadas en gran medida al dieléctrico a través del cual se propaga el campo. También pueden actuar como elementos radiantes no deseados y presentar acoplamiento mutuo por ondas de superficie entre dos líneas si estas están muy próximas.

Con la tecnología Gap Waveguide, los problemas de pérdidas que presenta la línea microstrip se reducen. La propagación se hace por el aire en lugar de un sustrato, es como en una microstrip invertida donde al estar confinada la propagación, se eliminan en gran medida los acoplamientos mutuos [3].

Gap Waveguide también puede utilizarse para eliminar los problemas de resonancia que presentan los encapsulados de circuitos pasivos y activos sobre una línea microstrip [4].

Por todo esto es atractivo la investigación y el desarrollo de esta nueva tecnología.

1.4 Descripción del documento

Este documento consta de 5 capítulos: una introducción, el diseño de un divisor, el diseño de la antena, las conclusiones y las referencias. A continuación se detalla el contenido de cada uno de los capítulos que lo componen.

En el primer capítulo se introduce la tecnología Gap Waveguide, se mencionan sus características principales y sus variantes. En este capítulo también están incluidos los objetivos y las motivaciones que han hecho posible este trabajo.

El segundo capítulo explica con mayor profundidad las distintas variantes de esta tecnología, así como los principales detalles de cada una de ellas. Se incluye un pequeño apartado en el que se explican los parámetros de Scattering para poder evaluar los resultados que se muestran a lo largo de todo el trabajo.

Se comienza estudiando una transmisión a lo largo de una línea recta, haciendo similitudes con una guía de onda convencional y a continuación el desarrollo del divisor de potencia, con una entrada y dos salidas. Es el divisor inicial desde el cual se va a partir. El análisis de los resultados obtenidos tras las simulaciones y su posterior aplicación a un divisor de 4 salidas es parte de este apartado.

En el tercer capítulo se estudia el diseño de una antena de ranura. Se hace un minucioso análisis de todas las variables que afectan al diseño y se analizan los resultados tanto en parámetros S como en carta de Smith, donde puede apreciarse en cada una de las variables que definen la antena cómo rotan los resultados alrededor del centro de la carta o cómo se acercan y alejan. Después se aplica la antena de ranura individual al divisor de potencia que se había diseñado en el capítulo 2. El punto final del desarrollo muestra el elemento final diseñado y su funcionamiento.

El cuarto capítulo desarrolla las conclusiones del trabajo y unas pequeñas ideas de futuras continuaciones del trabajo, posibles modificaciones o ajustes que darían lugar a unos resultados distintos.

Al final del trabajo pueden encontrarse las referencias que se han utilizado para la comprensión y el desarrollo del trabajo tanto en la memoria como en el diseño.

Capítulo 2

Introducción a la tecnología Gap Waveguide y divisor de potencia

En este capítulo se describe el funcionamiento de la tecnología en la que está basado el trabajo y se explican las principales diferencias entre las variantes de la tecnología.

Se introducen los modelos básicos de línea microstrip Gap Waveguide y se muestra su funcionamiento. Se desarrolla un divisor de 2 salidas y seguidamente se incrementa a 4.

2.1 Descripción de la tecnología y variaciones

Para el desarrollo de este proyecto, voy a hacer uso de una tecnología que actualmente está en proceso de desarrollo: Microstrip Gap Waveguide.

Esta tecnología aparece en el año 2009 con unas primeras líneas de transmisión [1]. Se comienzan a realizar pruebas experimentales en la universidad de Chalmers, Göteborg, Suecia con el profesor Per-Simon Kildal al frente de la investigación y posteriormente se suma a la investigación la universidad Carlos III.

El funcionamiento de esta tecnología se basa en la transmisión de un campo electromagnético entre dos placas conductoras. Una de ellas es una placa de metal liso que modela un PEC y la otra una superficie texturizada formada por elementos periódicos mediante los que se implementa un PMC (conductor magnético perfecto), situadas a una distancia más pequeña que un cuarto de la longitud de onda a la frecuencia de trabajo [1].

Las dos superficies crean una banda prohibida para los modos propagantes. Por lo tanto, el campo sólo se propagará a lo largo de la tira que se diseñe encima de la superficie periódica. En el resto de la superficie la propagación será nula. Las pérdidas son mínimas ya que al contrario de la línea microstrip, donde las pérdidas las ocasiona el sustrato, ahora la propagación es por el aire. Además no existe propagación posible fuera de la línea.

Para explicar cómo se consigue la propagación en la banda prohibida, se observa el diagrama de dispersión asociado a la estructura periódica.

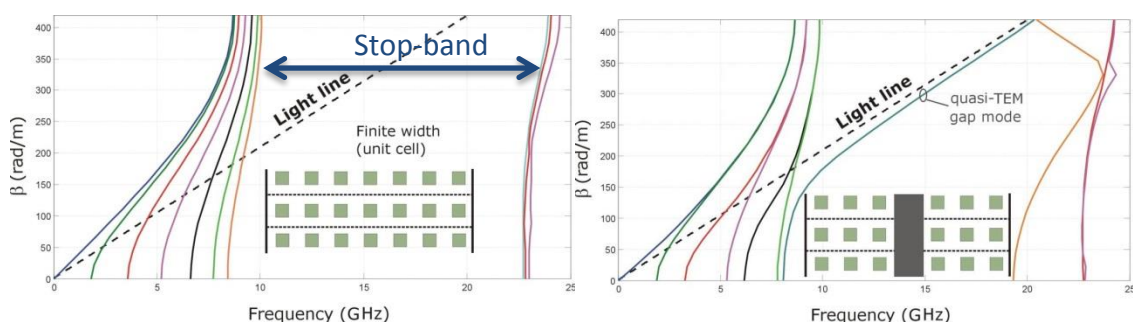


Figura 2.1- Diagrama de dispersión de tecnología Gap Waveguide. Propagación en banda prohibida.

En el primer caso, donde no existe conductor sobre la superficie PMC, tenemos unos modos propagantes al corte al llegar a los 10GHz. y más modos a partir de los 22.5GHz., creando una banda donde no existe propagación posible. Esta banda está definida por el tamaño de los pines [5].

Al incorporar la línea microstrip sobre la estructura periódica, se consigue crear una propagación de un modo cuasi-TEM en la banda prohibida entre 8 y 20 GHz.

Existen tres variaciones de esta tecnología y cada una hace unas modificaciones en la estructura para buscar la transmisión con el menor nivel de pérdidas. Para todas ellas se aplican unos parámetros comunes, como la separación del plano de masa con la línea de transmisión, una separación entre los pines y unas determinadas dimensiones de ellos.

El tamaño y la altura de los pines está diseñado específicamente para cada aplicación. Cada banda de frecuencias tiene un comportamiento distinto y, por consiguiente, una longitud de onda distinta.

Las tres tecnologías funcionan como una línea microstrip invertida, donde se consigue eliminar el sustrato que presenta pérdidas [6].

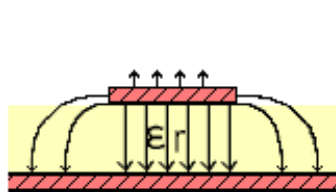


Figura 2.2a - Líneas de campo en línea Microstrip común

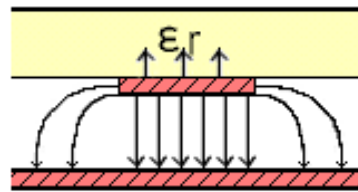


Figura 2.2b - Líneas de campo en línea Microstrip invertida

En una línea microstrip convencional, la propagación se realiza a través del sustrato donde reposa la tira. En una microstrip invertida el sustrato sirve de soporte para la tira conductora y la propagación se realiza por el aire. De esta manera se consiguen reducir las pérdidas.

Ridge:

Ridge Gap Waveguide

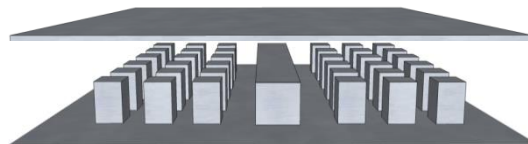


Figura 2.3- Esquema Gap Waveguide Ridge

La propagación se genera en una cavidad entre la placa metálica superior y un volumen rectangular, idealmente PEC.

Al colocar un volumen continuo entre los pines se consigue que la onda a transmitir quede confinada entre dicho volumen y el plano superior y no escape por los bordes

debido a que fuera de ella no existe propagación posible. En esta tecnología no se utiliza ningún dieléctrico [4, 5].

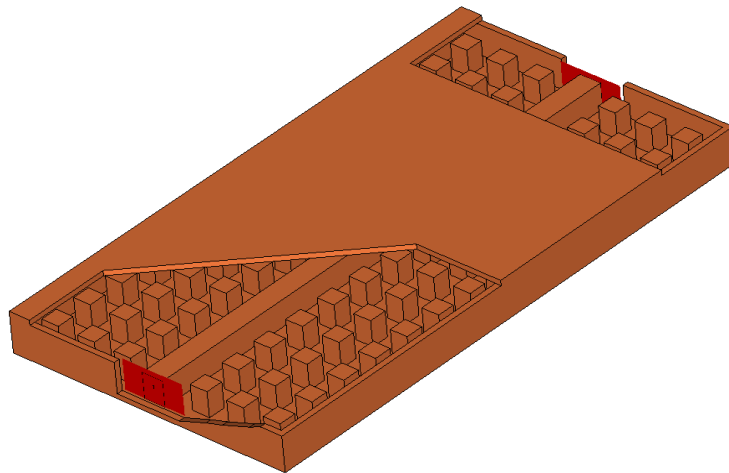


Figura 2.4- Vista 3D con corte Gap Waveguide Ridge

Groove

Groove Gap Waveguide TE mode

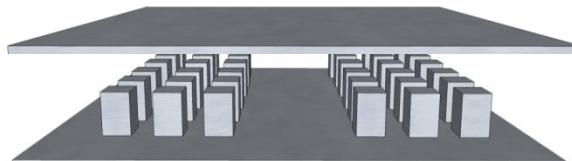


Figura 2.5- Esquema Gap Waveguide Groove

En este caso la propagación del campo se genera entre la placa superior y el hueco que queda al eliminar la banda ridge que teníamos en el caso anterior. La motivación es la misma: buscar transmisión entre dos puertos con el menor nivel de pérdidas posible.

La configuración en este caso es similar a una guía de ondas, la pared que crean los pines consigue que el campo quede atenuado en 30 dB después de dos filas de pines [4, 5].

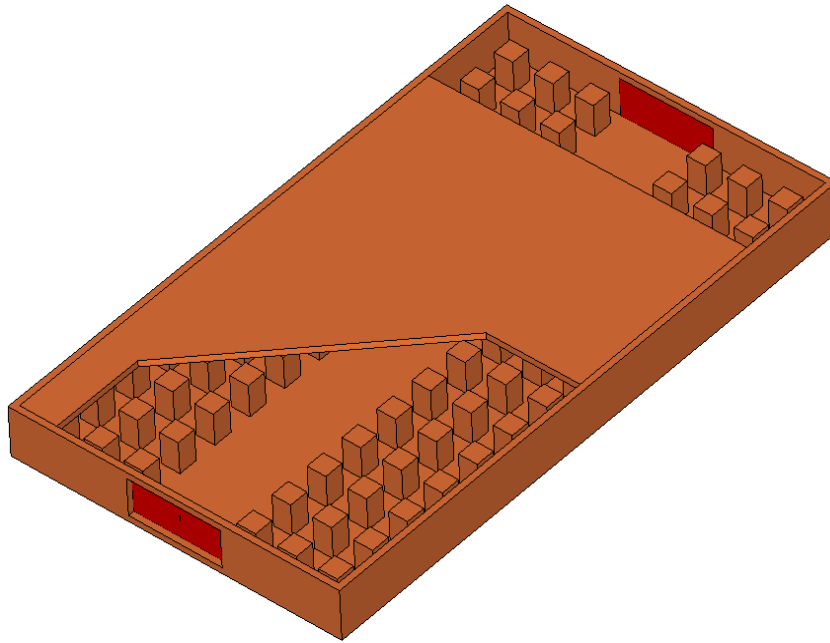


Figura 2.6- Vista 3D con corte Gap Waveguide Groove

Microstrip

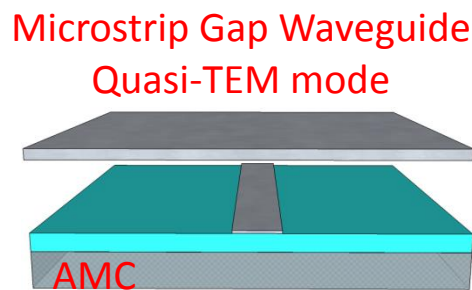


Figura 2.7- Esquema Gap Waveguide Microstrip

En el tercer caso tenemos el plano de masa, la superficie de pines y el conductor perfecto superior, como en el resto de casos. La diferencia está en que colocamos un sustrato que reposa sobre los pines y sobre el sustrato se coloca una línea microstrip.

El sustrato es un dieléctrico eléctricamente delgado para evitar fugas y ondas superficiales, tal como se utiliza en una línea microstrip común para que las líneas de campo estén confinadas en torno a la línea microstrip. La permitividad del dieléctrico es $\epsilon_r = 3.27$.

La línea microstrip ahora va a actuar como una microstrip invertida, en la que en lugar de tener un campo propagándose a través del dieléctrico entre la tira y el plano de masa inferior, vamos a tener propagación de campo entre la tira y la capa superior.

De esta manera minimizamos las pérdidas por radiación u ondas de superficie que se presentan en cualquier propagación a través de microstrip [3, 5, 6].

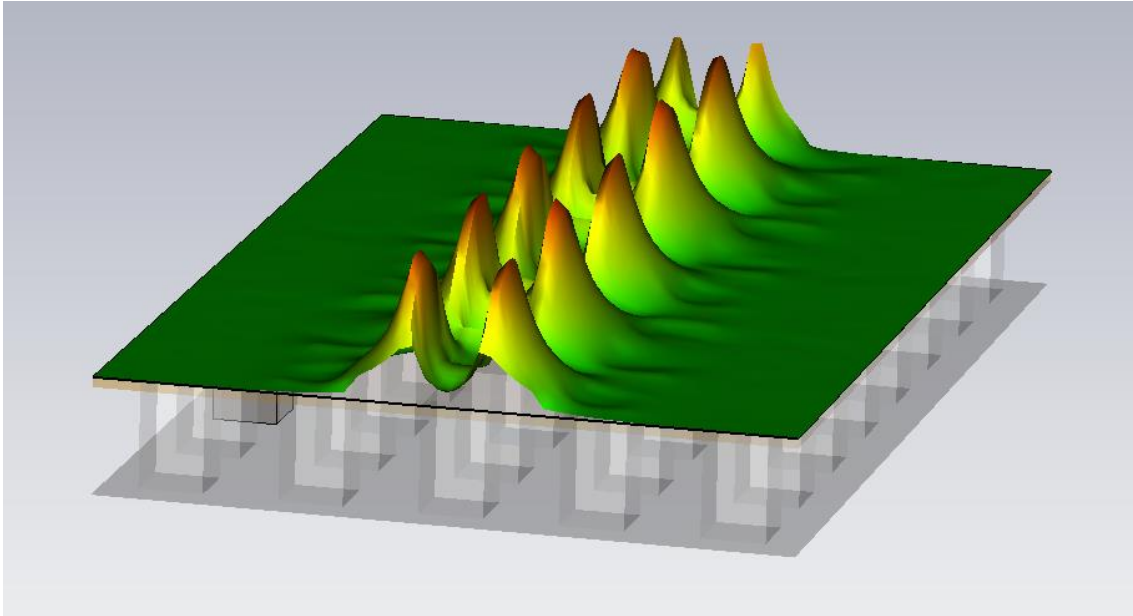
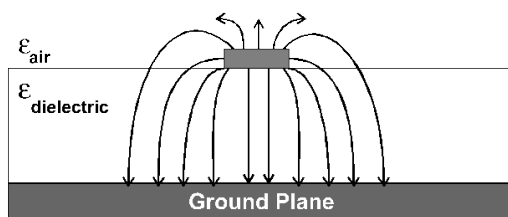
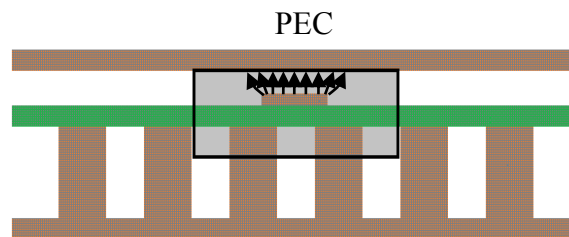


Figura 2.8- Propagación del campo en Gap Waveguide Microstrip



Microstrip común

Figura 2.9a - Líneas de campo en
Microstrip convencional



Microstrip Gap Waveguide

Figura 2.9b - Líneas de campo en
Microstrip Gap Waveguide

2.2 Parámetros de medida, parámetros S

Para realizar los análisis de los resultados se observan los parámetros de dispersión o scattering (matriz S), en la que cada elemento indica el coeficiente de transmisión o reflexión desde un puerto a él mismo o a otro. A lo largo de todo el trabajo se va a hacer referencia a estos parámetros expresados en dB.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ . \\ . \\ . \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & . & . & S_{1n} \\ S_{21} & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ S_{n1} & . & . & . & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ . \\ . \\ . \\ a_n \end{pmatrix}$$

El término S_{11} indica la cantidad de potencia que se recibe por el puerto 1 cuando se envía una señal por el puerto 1, es decir, la reflexión que tiene ese puerto.

El término S_{12} indica la cantidad de potencia que recibe el puerto 2 cuando se envía una señal por el puerto 1, es decir, la transmisión del puerto 1 al 2 [7].

Para el caso de la línea de transmisión, el sistema es recíproco, por lo que el coeficiente S_{21} tiene el mismo valor que el S_{12} , el sistema responde de la misma forma excitándolo desde un puerto que desde otro [7]. El resto de los casos no van a cumplir esta propiedad.

2.3 Modelo de línea de transmisión

Como una primera aproximación al modelo se ha desarrollado una línea de transmisión que consiste en la estructura más básica que puede hacerse. Está constituido por una banda de PEC recta y para tomar las medidas se ha puesto un puerto en cada extremo, los cuales he llamado puerto 1 y puerto 2. Tiene el mismo funcionamiento que una guía de ondas convencional.

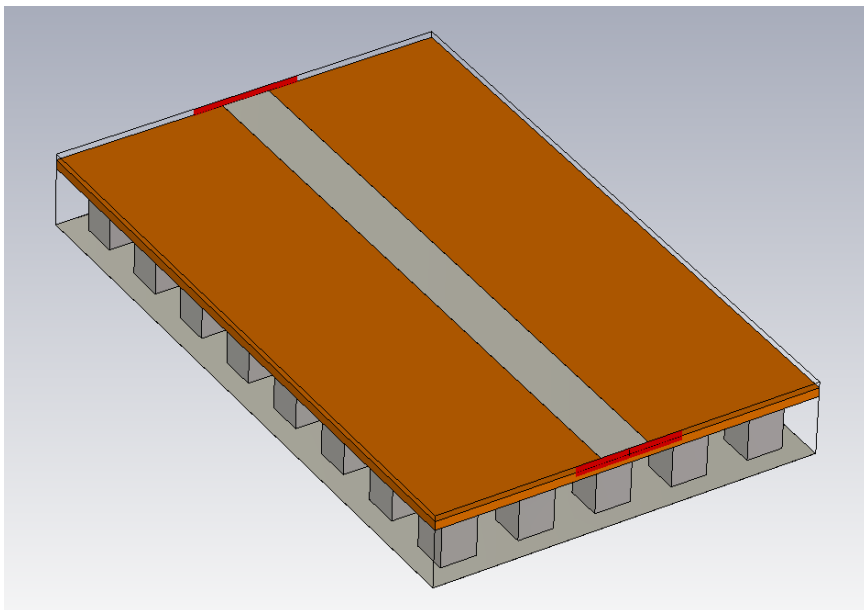


Figura 2.10- Diseño de línea de transmisión

Este apartado estudia cómo conseguir una impedancia de entrada de 50Ω . El modelo debe imponer aquellas condiciones de contorno que permitan simular el problema con detalle, de forma que los resultados se parezcan a las medidas reales.

La alimentación de la entrada es a partir de un cable coaxial, el cual presenta una impedancia de 50Ω , es por eso que no tiene que existir un cambio de impedancia a efectos de propagación para evitar coeficientes de reflexión no deseados desde la entrada [7, 8].

Para conseguirlo, los parámetros que pueden variarse son el ancho de la línea y la longitud del puerto.

La altura de los puertos se ha dejado fija, ya que se ajusta desde la mitad del sustrato hasta el límite con el plano superior que define la estructura.

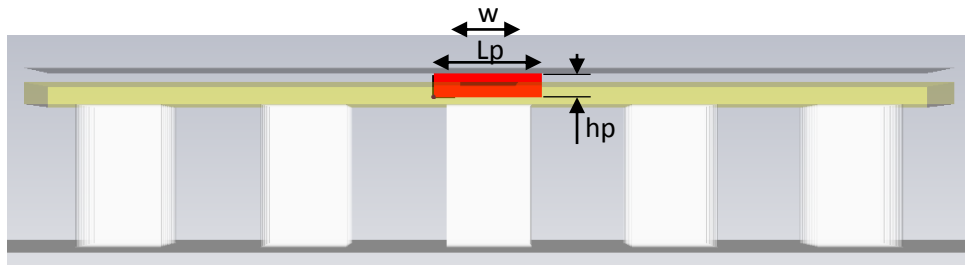


Figura 2.11- Longitudes de los puertos

Siendo w la anchura de la línea y L_p la longitud del puerto, se realizan unas simulaciones variando ambos parámetros.

Con los valores originales $h_p=5.4\text{mm}$, $w=2\text{mm}$ y $L_p=4\text{mm}$, los resultados son los siguientes.

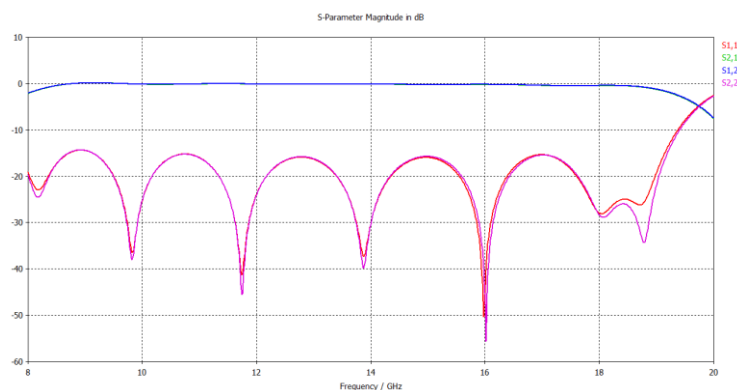


Figura 2.12- Módulo de parámetros S en dB en simulación de línea de transmisión

Siendo la impedancia de ambos puertos de 62.65Ω .

El objetivo es conseguir que S_{11} sea lo menor posible en 14GHz y que S_{12} sea lo más cercano a 0dB.

Variación de la longitud del puerto: (4 5 6)

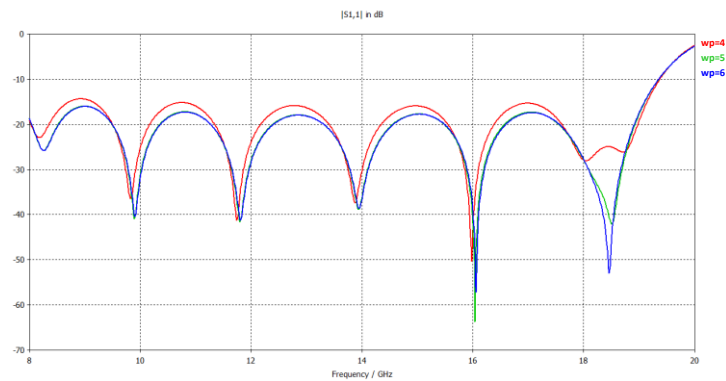


Figura 2.13- Variaciones del módulo en dB del parámetro S_{11} al variar L_p

Variando la longitud del puerto se consiguen desplazamientos hacia mayores frecuencias, aunque para valores entre 3 y 4 mm no existe ningún desplazamiento significativo y la impedancia tiene una variación prácticamente nula (ver tabla 1).

L_p (mm)	Z_{in} (Ω)
4	62.65
5	60.46
6	60.05

Tabla 1: Efecto de la variación de L_p sobre Z_{in}

Variación del ancho de la línea: (2 3 4)

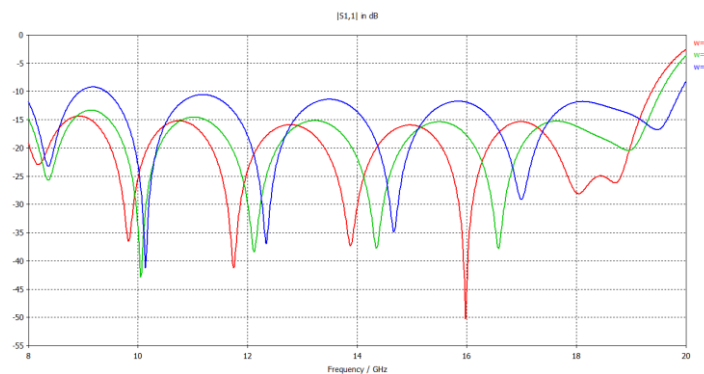


Figura 2.14- Variaciones del módulo en dB del parámetro S_{11} al variar w

Al modificar el ancho de la línea manteniendo la longitud original del puerto, los desplazamientos en frecuencia son mucho mayores y los cambios que se aprecian en la impedancia son mucho más significativos (ver tabla 2).

w (mm)	$Z_{in} (\Omega)$
2	62.65
3	50.11
4	46.08

Tabla 2: Efecto de la variación de w sobre Z_{in}

Optimizando los valores de ambos parámetros y estudiando diferentes combinaciones en el simulador se consigue llegar a los resultados obtenidos en la figura 2.15, donde los valores finales son $w=2.5\text{mm}$, $L_p=3.75\text{mm}$ y $Z_{in}=50.02\Omega$.

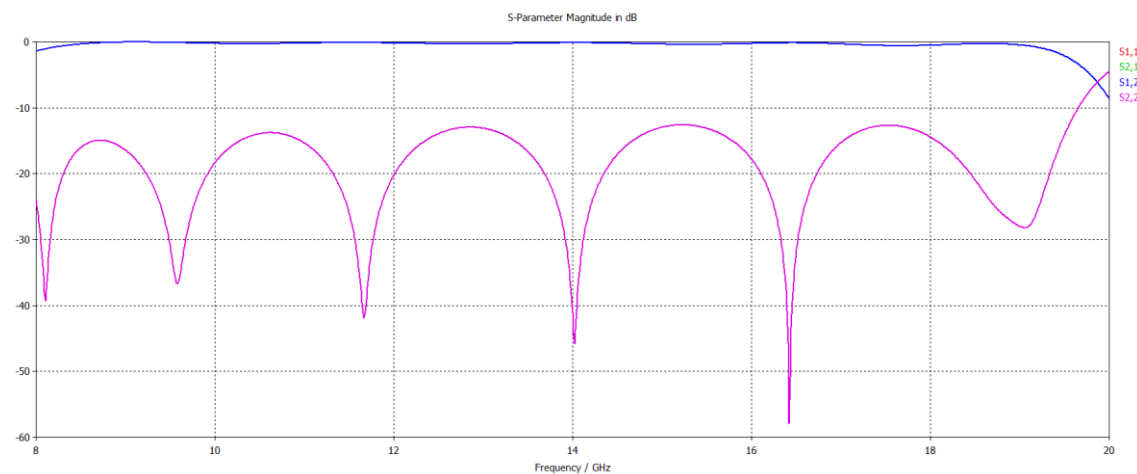


Figura 2.15- Resultado final simulado del módulo en dB de los parámetros S en línea de transmisión

S_{11} es exactamente igual a S_{22} y sus valores están perfectamente superpuestos, tal y como indica la teoría. Se consigue un valor de -45,8dB en 14GHz.

El parámetro $S_{12} = S_{21}=0\text{dB}$, lo que indica que la línea transmite sin pérdidas. Se consigue un gran ancho de banda.

2.4 Análisis del divisor de potencia

Una vez analizada la transmisión entre puertos, el siguiente objetivo es dividir la potencia de la señal de entrada en dos partes iguales.

La red que se utiliza en este trabajo para conseguir dividir la potencia se llama *divisor en T*, que se estudió en la asignatura “Tecnologías de Alta Frecuencia”. Este divisor está basado en dos ramas de igual longitud que conectan un puerto de entrada con 2 puertos de salida.

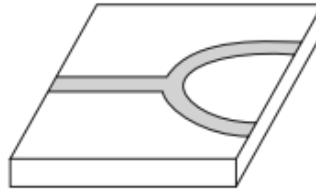


Figura 2.16- Esquema divisor en T

Para la adaptación de impedancias entre las distintas partes del divisor, se utilizarán adaptadores $\lambda/4$. Con estos se consigue una transformación de la impedancia propia de la línea (70.7Ω) a la impedancia de la línea de salida (50Ω) de los dos puertos de salida minimizando las reflexiones.

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 * Z_2}, \quad (1)$$

La anchura del adaptador viene dada por la expresión (1), donde Z_1 es la impedancia del tramo de línea anterior al adaptador (70.7Ω) y Z_2 corresponde a la impedancia de la línea de salida (50Ω) [8].

En el último tramo de la línea, después del adaptador, se ha colocado una pieza de idéntica anchura a la inicial, para tener la misma línea de salida que de entrada. La función de esta pieza es poder soldar un conector de cable coaxial.

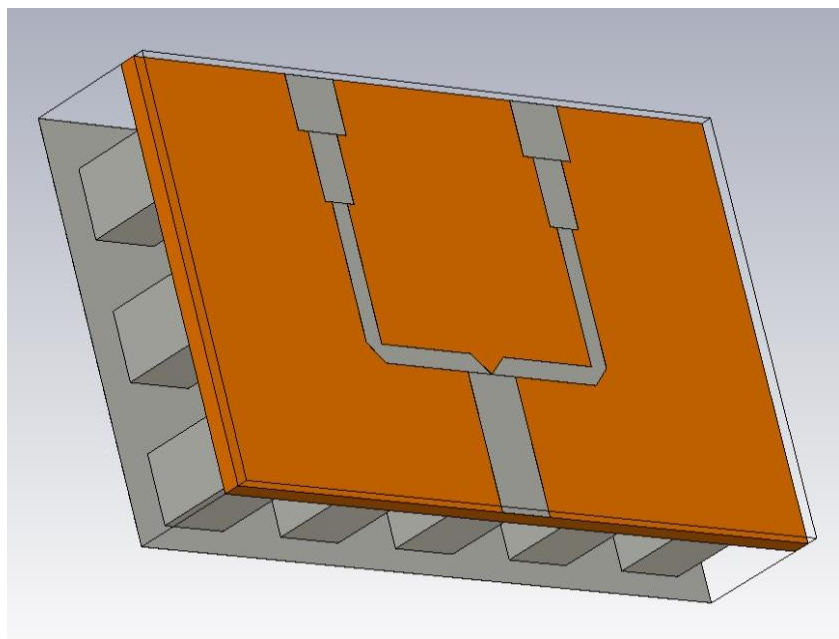


Figura 2.17- Diseño divisor en T

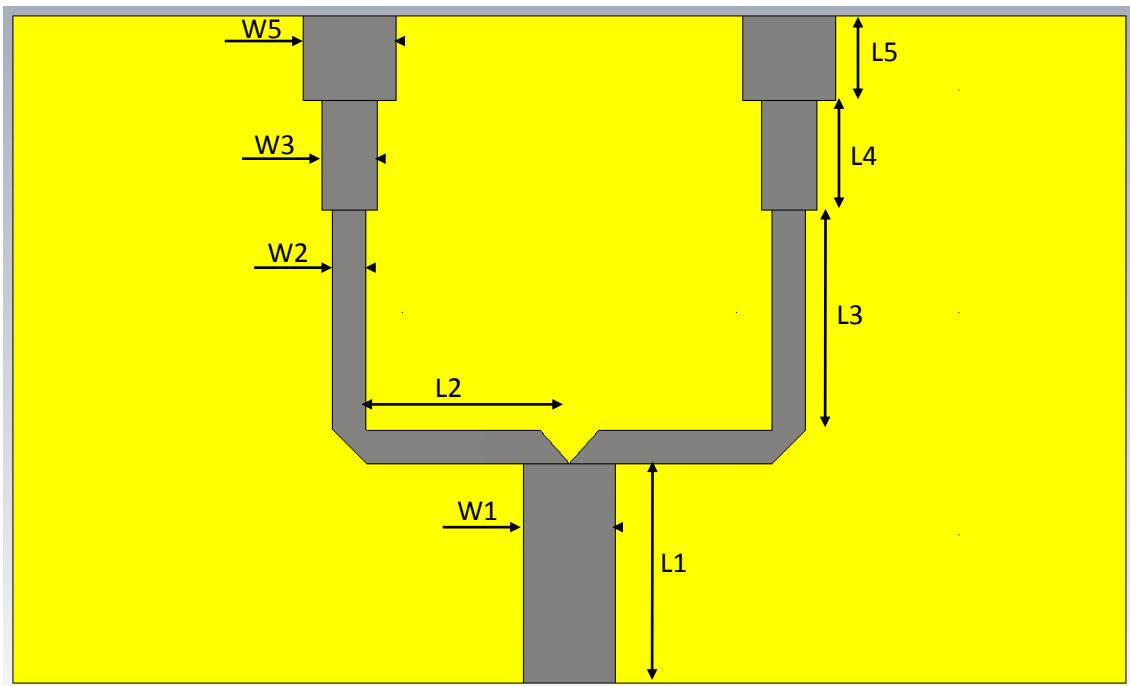


Figura 2.18- Dimensiones del divisor en T

Variable	Tamaño (mm)
L1	$\lambda/2$
W1	2.5
L2	$\lambda/2$
W2	0.8
L3	$\lambda/2$
L4	$\lambda/4$
W3	1.2
L5	1.2
W5	2.5

Tabla 3: Valores iniciales para el divisor en T

Para obtener el valor de w_2 y w_3 que ofreciera mejores resultados, se hicieron simulaciones en las que cada parámetro se analizó de manera separada para poder comprobar los efectos sobre el resultado final.

Variación de w2: (0.4 0.6 0.8 1 1.2)

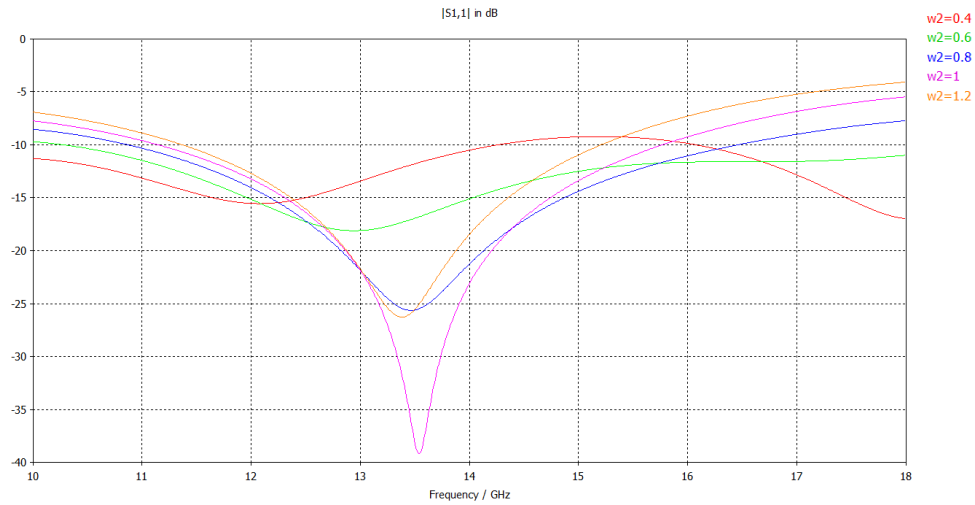


Figura 2.19- Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar w2

Con w2 se puede variar la posición de la adaptación en la frecuencia. Hay un valor de casi -40dB para w2=1 centrado en 13.57GHz. Además de ser el que menor valor tiene, es el que más cerca está de 14GHz.

Variación de w3: (1 1.15 1.3 1.45 1.6)

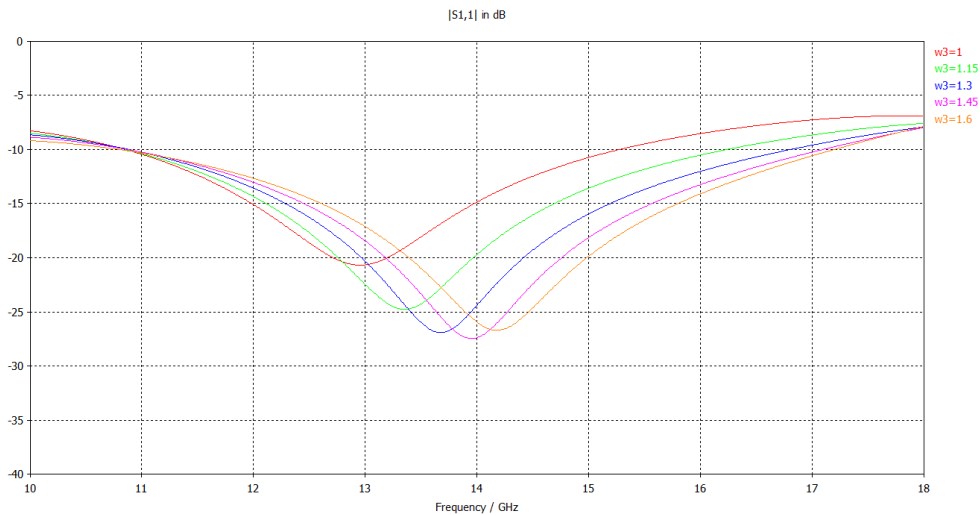


Figura 2.20- Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar w3

W3 permite desplazar la adaptación hacia frecuencias superiores sin afectar bruscamente a la adaptación. Muestra de ello son los valores w3=1.3, 1.45 y 1.6 para los que S_{11} es muy similar en todos ellos.

Analizando los resultados obtenidos para cada una de las variaciones y observando cómo afecta cada parámetro, se concluye en los valores de la tabla 4.

Variable	Tamaño (mm)
L1	$\lambda/2$
W1	2.5
L2	$\lambda/2$
W2	0.9
L3	$\lambda/2$
L4	$\lambda/4$
W3	1.51
L5	1.2
W5	2.5

Tabla 4: Valores finales para el divisor en T

Estas medidas en el divisor proporcionan los siguientes resultados:

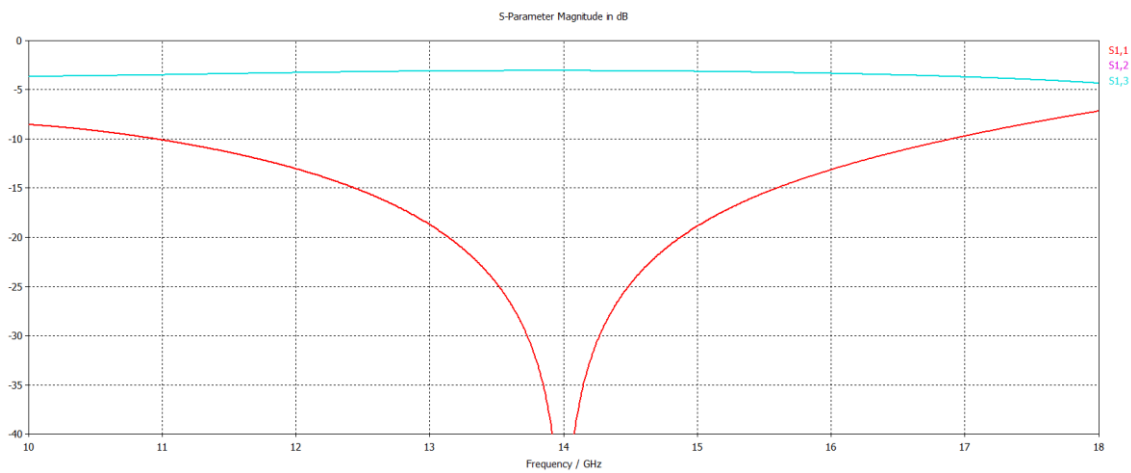


Figura 2.21- Resultados finales simulados del divisor con dos salidas. Resultados de los parámetros S en módulo expresados en dB

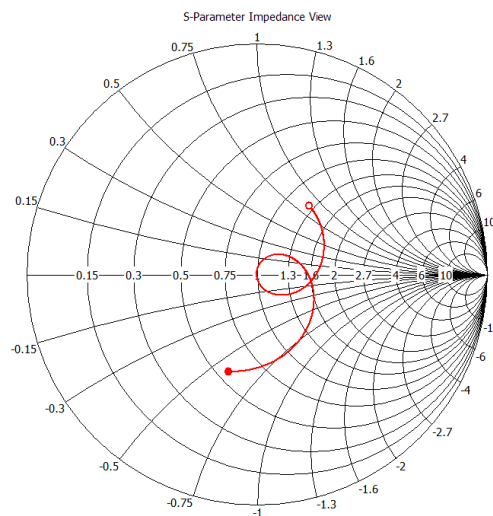


Figura 2.22- Resultados finales simulados del divisor con dos salidas. Representación de la adaptación de la impedancia en la carta de Smith.

Con ese diseño tenemos un balance de potencias de -3.07 dB en cada una de las salidas. Debido a la simetría de la red los valores de las 2 salidas están solapados en la gráfica. La adaptación del puerto 1 es inferior a -40dB, por lo que no estamos teniendo pérdidas por reflexión.

Puede comprobarse como progresivamente la carga se va adaptando a la red conforme nos acercamos a 14GHz., hasta que conseguimos situarnos en el centro de la carta de Smith, donde la adaptación es perfecta. Al continuar aumentando la frecuencia, la carga comienza a desadaptarse, motivo por el cual la curva comienza a alejarse del centro. Se sigue manteniendo un gran ancho de banda de 6GHz.

2.5 Diseño del divisor de potencia de cuatro salidas

Tomando el divisor estudiado en el apartado 2.3 como base, se aplica el mismo diseño a cada una de las salidas del divisor en T para obtener el divisor de 4 salidas.

El objetivo ahora pasa de ser una entrada con dos salidas y potencia mitad en cada una de ellas a tener una entrada con cuatro salidas y un cuarto de la potencia.

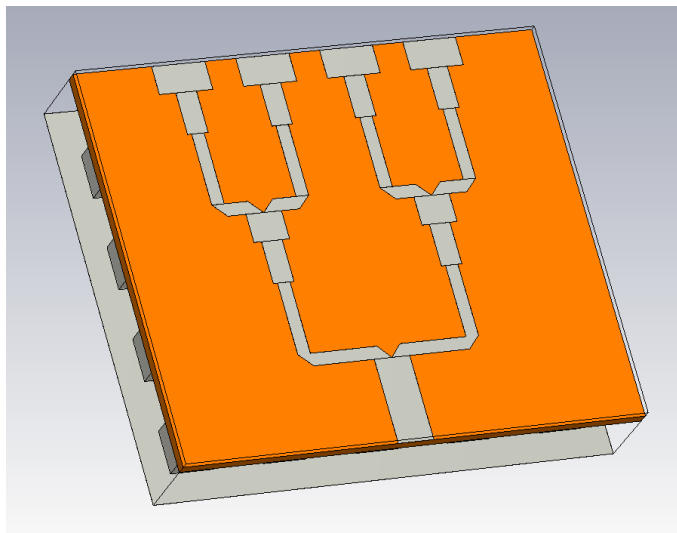


Figura 2.23- Esquema divisor con cuatro salidas

No se puede aplicar directamente el modelo de divisor en T de dos salidas de forma concatenada, ya que los brazos horizontales de cada uno de los divisores superiores no pueden medir $\lambda/2$. En caso de ser así los puertos de salida centrales se solaparían.

Todas las longitudes permanecen idénticas a las del divisor de dos salidas a excepción de 3:

- Las ramas superiores del divisor de cuatro salidas pasan a ser de $\lambda/4$.
- Se ha modificado la anchura de las líneas de salida.
- Se han modificado los puertos de salida.

La modificación de las líneas y los puertos de salida se realiza para mantener $Z_{out}=50\Omega$.

Los resultados haciendo estas modificaciones son los siguientes:

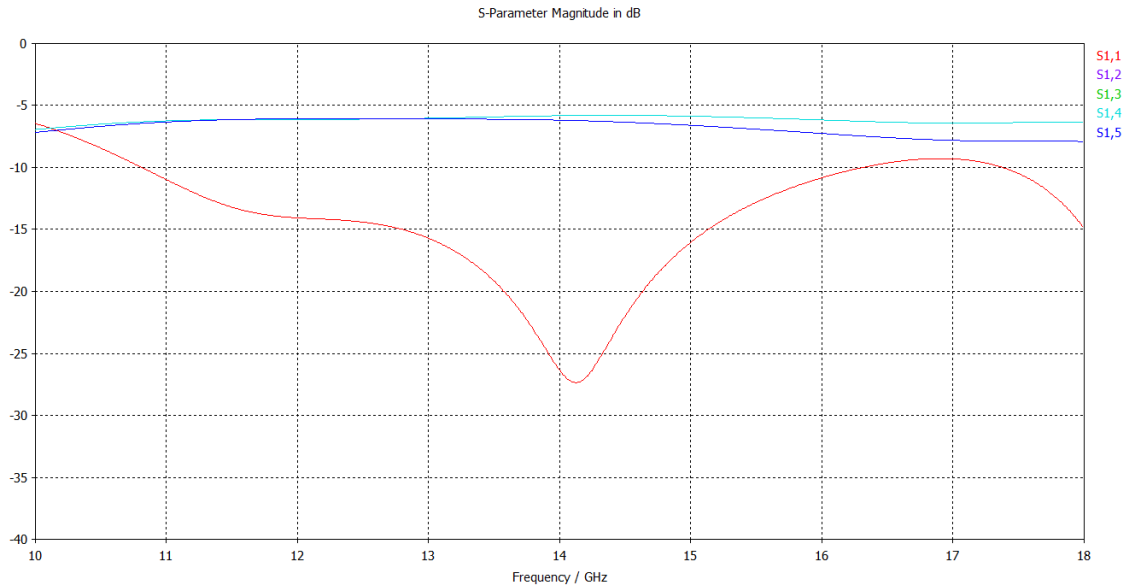


Figura 2.24-Divisor simulado con cuatro salidas. Módulo de los parámetros S en dB.

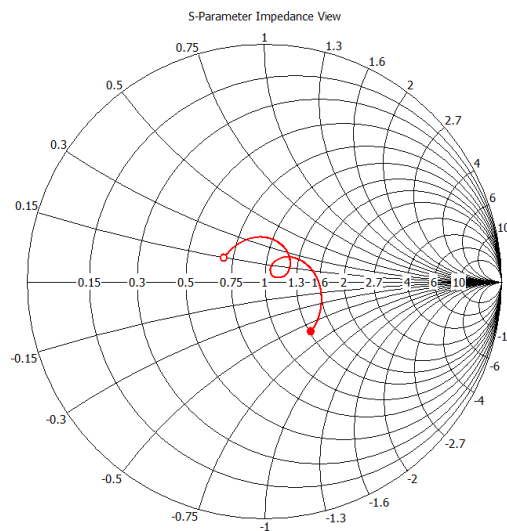


Figura 2.25-Resultados divisor simulado con cuatro salidas. Adaptación de la impedancia en carta de Smith

Los puertos 2 y 4 tienen la misma potencia y sus curvas coinciden en la gráfica. Su adaptación es de -5.8dB.

Ocorre lo mismo con los puertos 3 y 5, cuya adaptación de -6.2dB y sus valores también están superpuestos.

Esto ocurre por la posición que ocupan cada uno de los puertos, siendo los puertos 2 y 4 los puertos situados en el centro del divisor y los puertos 3 y 5 los de los extremos. S_{11} en este caso es de -27dB.

Estos resultados muestran un reparto de la potencia casi idéntico en las 4 salidas, pero presentan una distancia demasiado pequeña entre ellas.

En el caso de situar una ranura sobre cada uno de los puertos de salida, estas pueden llegar a solaparse.

Capítulo 3

Diseño e integración de la antena de ranura

En este capítulo se describen qué son las antenas de ranura, por qué se eligen para este diseño y cómo se integran. Se hace el desarrollo de una antena de ranura aislada y se caracteriza a través de sus dimensiones. Este modelo se aplica a un divisor de potencia de 2 salidas y por último se duplica el divisor para tener cuatro ranuras. Se explica cómo se desarrolla un nuevo divisor para poder conectar todas las piezas del diseño final.

Hasta este punto se ha conseguido dividir la señal original en cuatro señales de igual amplitud, ahora se van a eliminar los 4 puertos de salida del elemento y se van a crear unas ranuras en el plano superior.

Estas ranuras con unas medidas concretas y unos elementos bajo ellas haciendo la terminación del circuito, dan como resultado una antena de ranura alimentada por un circuito tal y cómo se haría en tecnología microstrip invertida.

Este tipo de antena trabaja en un rango de frecuencias desde los 300MHz hasta los 24GHz. Se decide hacer uso de la antena de ranura por ser el más adecuado para el diseño del divisor tal y como se ha demostrado en varias publicaciones [1, 9].

La polarización de las antenas de ranura es lineal, proveen poca ganancia y no cuentan con alta direccionalidad. A pesar de esto no son complicadas de construir y su implementación e integración es sencilla

Las ranuras se pueden alimentar a través de guías de onda y a través de líneas microstrip. Interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la guía y la ranura proporcional a dicho efecto. [10]

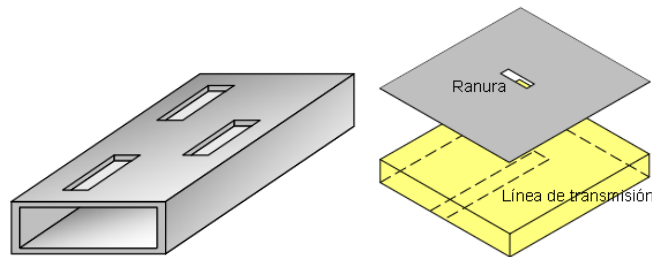


Figura 3.1- Esquemas antenas de ranura

Cuando trabajan alimentadas por una línea microstrip, la ranura se sitúa en el plano de masa y la línea tiene un circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura. La radiación aparece en las discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si el tamaño de esta es comparable a su longitud de onda [9, 10].

La directividad que presenta una antena de ranura es similar a la de un dipolo y su diagrama de radiación también es similar en el caso de que la longitud de la ranura sea parecida a la longitud del dipolo.

3.1 Diseño del elemento individual

Se ha tomado como referencia el elemento de radiación del artículo [10] diseñado en tecnología groove y se ha adaptado a la tecnología microstrip Gap Waveguide.

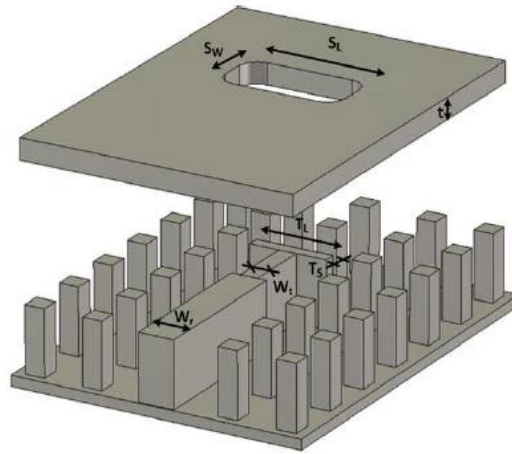


Figura 3.2- Esquema antena de ranura en Ridge de referencia.

Las variables con las que hay que buscar la optimización en este problema son, para un tamaño de ranura fijado: el tamaño de la terminación de la línea, la longitud de la línea de alimentación y las anchuras de cada uno de los elementos.

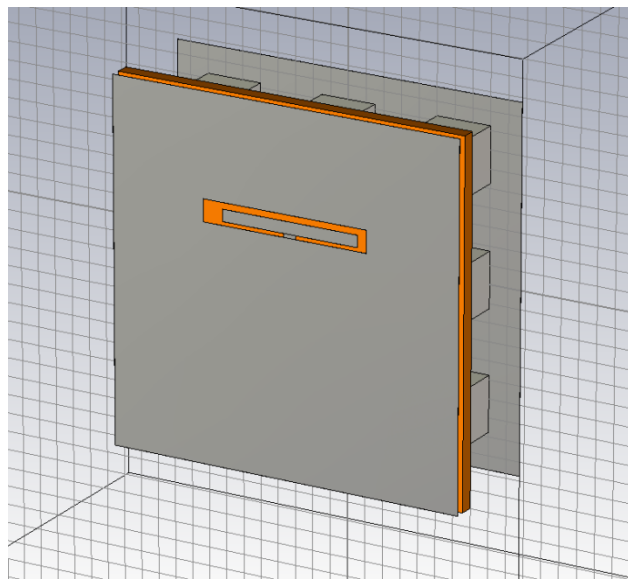


Figura 3.3- Esquema del elemento radiante individual

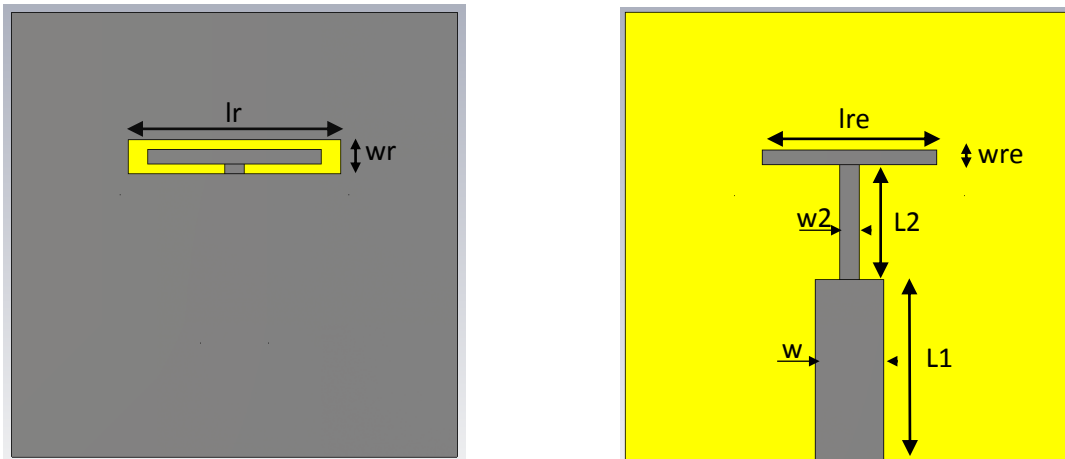


Figura 3.4 - Dimensiones del elemento radiante individual

Para diseñar el tamaño de la ranura, inicialmente se han tomado los valores de [10] y se han variado para poder comprobar cómo afectan. Una vez fijado el tamaño de la ranura se procede a estudiar los demás parámetros de la simulación.

La siguiente tabla muestra los tamaños de las variables de los que se parte para hacer el estudio del elemento individual.

Variable	Tamaño (mm)
l_r	4.66
W_r	1.2
L_{re}	3.8
W_{re}	0.65
L_1	7.85
W	3.01
L_2	5
W_2	0.83

Tabla 5: Valores iniciales del elemento individual.

Variación de w_r : (0.8 0.94 1.08 1.22 1.36 1.5)

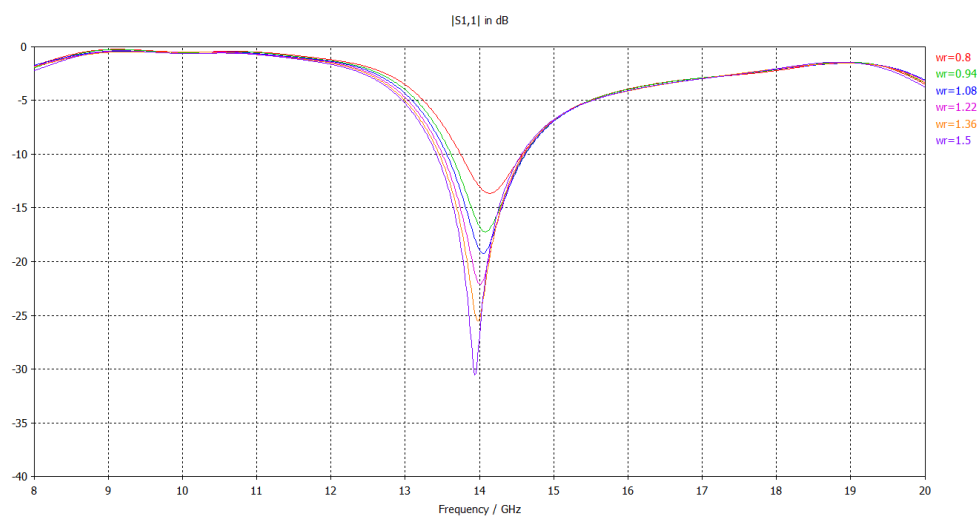


Figura 3.5 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar w_r

Al variar la anchura de la ranura se puede controlar el nivel de adaptación. Se pueden conseguir hasta 16dB de diferencia teniendo un desplazamiento de unos 100Hz. aproximadamente.

Conforme el tamaño de la ranura se aproxima al del elemento de terminación de la red, la adaptación se va haciendo más pequeña.

Se va a coger un valor intermedio como tamaño inicial para poder ajustar la red de alimentación posteriormente.

Variación de l_r : (3.8 4.04 4.28 4.52 4.76 5)

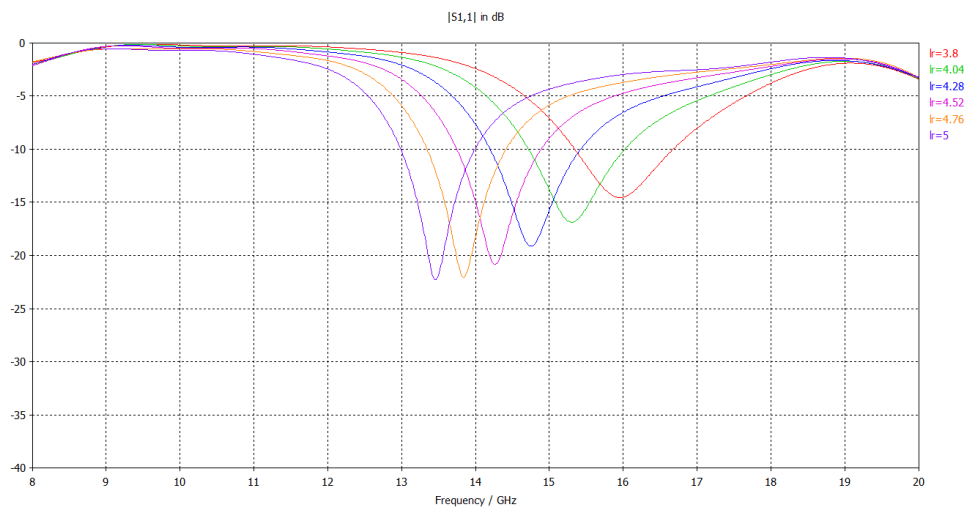


Figura 3.6 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar l_r

La longitud de la ranura disminuye la adaptación a la vez que la desplaza hacia frecuencias inferiores cuando se aumenta su tamaño.

Una vez alcanzado un valor cercano a $l_r=4.3$, la adaptación se mantiene en un nivel casi constante.

También tenemos una ligera disminución del ancho de banda, que varía desde 1.33GHz. hasta 1GHz. a -10dB.

El valor elegido para fijar la longitud de la ranura es de $l_r=4.66$ por ser el más pequeño entre los valores con mejores resultados de adaptación.

Alimentando este dispositivo por el único puerto de entrada que posee, la única manera que existe de saber cuándo está trabajando como debería es, de nuevo, a través del parámetro S_{11} .

Cuando se consigue que no exista reflexión quiere decir que la radiación está siendo como debería, ya que no existe otro lugar por donde pueda escapar la potencia.

Los resultados de los que se parte son los siguientes:

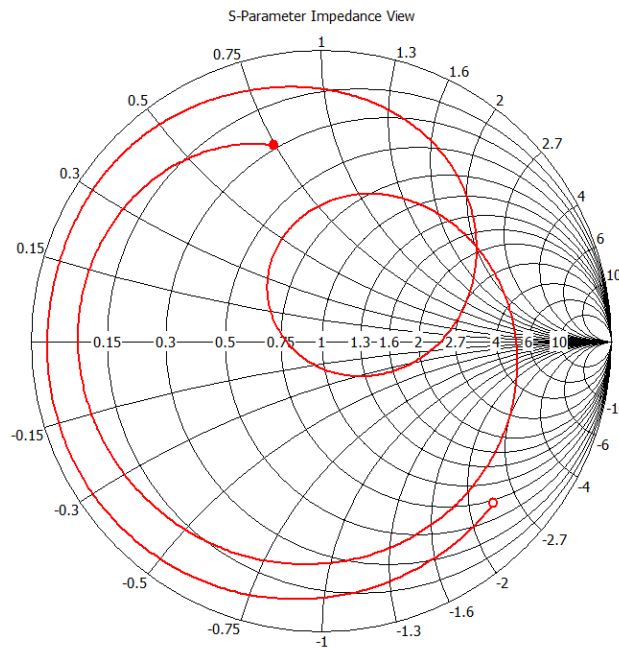


Figura 3.7 - Valor de la adaptación de la impedancia en carta de Smith al simular la ranura con las dimensiones iniciales

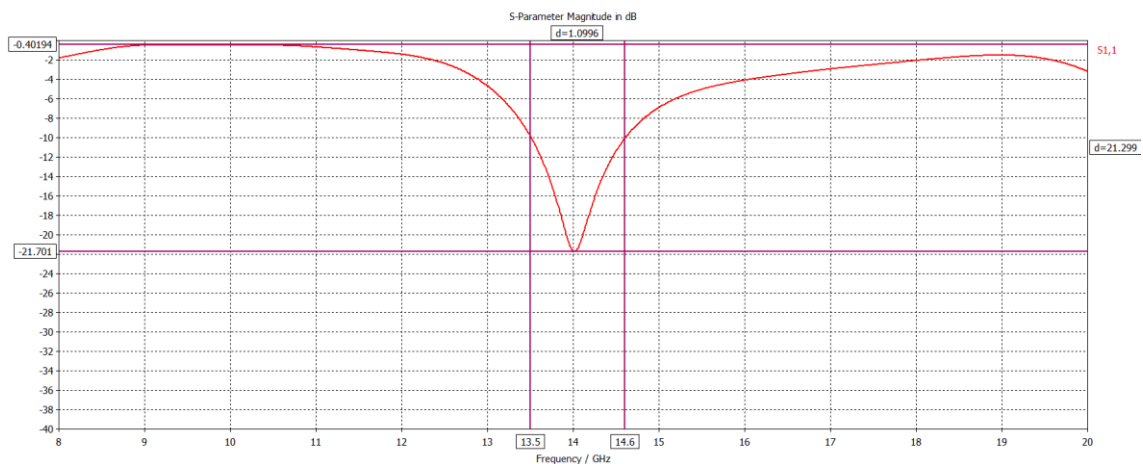


Figura 3.8 - Módulo de S_{11} en dB al simular la ranura con las dimensiones iniciales

Tenemos un valor de adaptación de S_{11} de -21.7dB y un ancho de banda de 1GHz. La carta de Smith muestra un lazo de adaptación de la impedancia bastante amplio, el cual se persigue reducir y centrar.

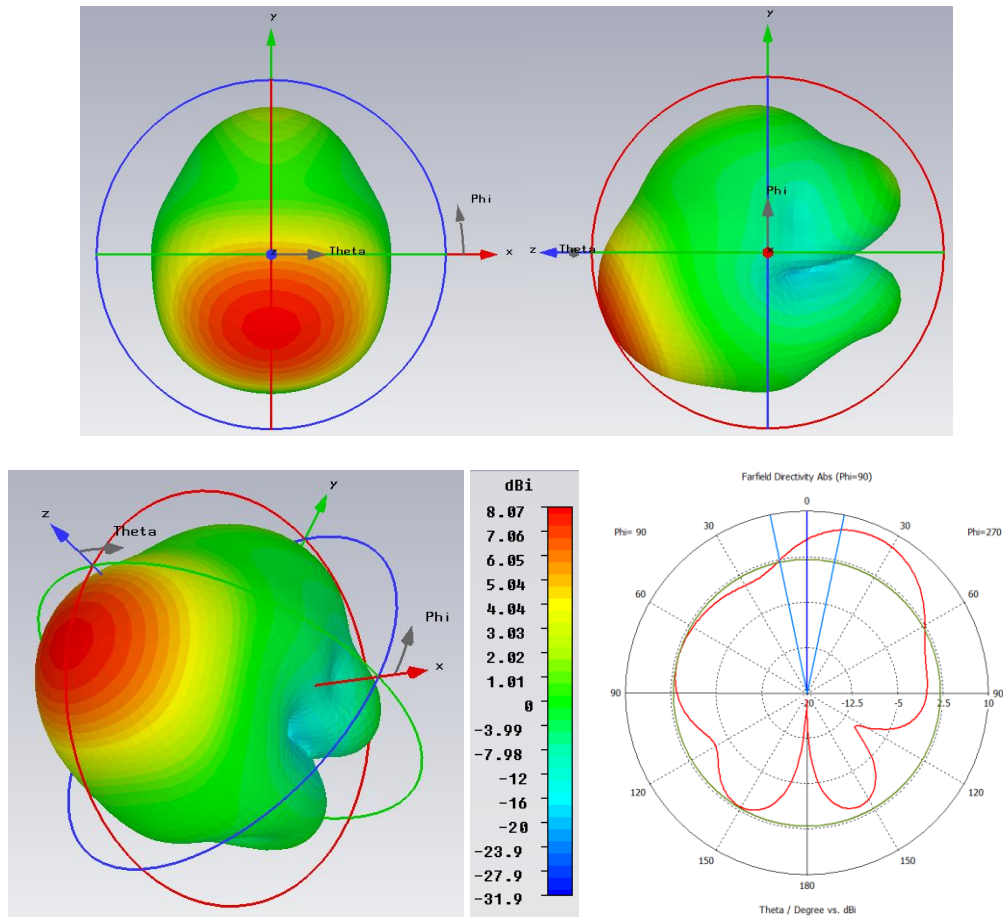


Figura 3.9 - Diagramas de radiación en dBi del elemento radiante individual con las dimensiones iniciales

El tramo inicial definido por $L1$ y W está adaptado a una impedancia de entrada de 50Ω . El diagrama de radiación muestra su máximo en 23° , su ancho de haz es demasiado grande y su directividad es de 8.07dB . Existe parte de la radiación que se escapa por la parte trasera del elemento por no estar aislado en esa zona.

A continuación se muestran las distintas variaciones de los parámetros con los rangos de valores tomados y cómo afecta cada uno de ellos de manera individual al resultado final.

Variable Lre (3 3.4 3.8 4.2 4.6)

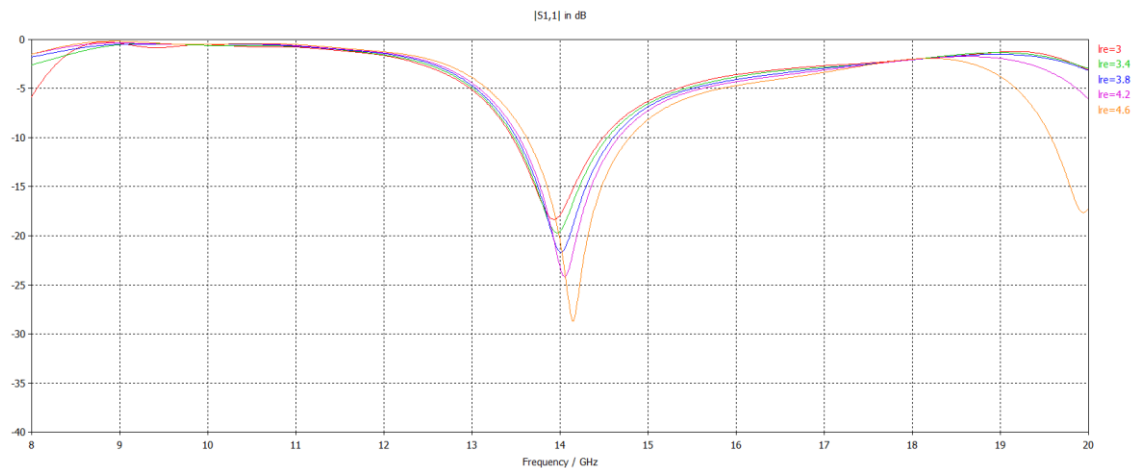


Figura 3.10 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar L_{re}

Variando el valor de L_{re} podemos conseguir variaciones en la adaptación y un ligero desplazamiento en la frecuencia en sentido ascendente. Para $L_{re}=4.6$, comienzan a aparecer adaptaciones en frecuencias superiores no deseadas, por lo que esta longitud no debe aproximarse al tamaño de la ranura.

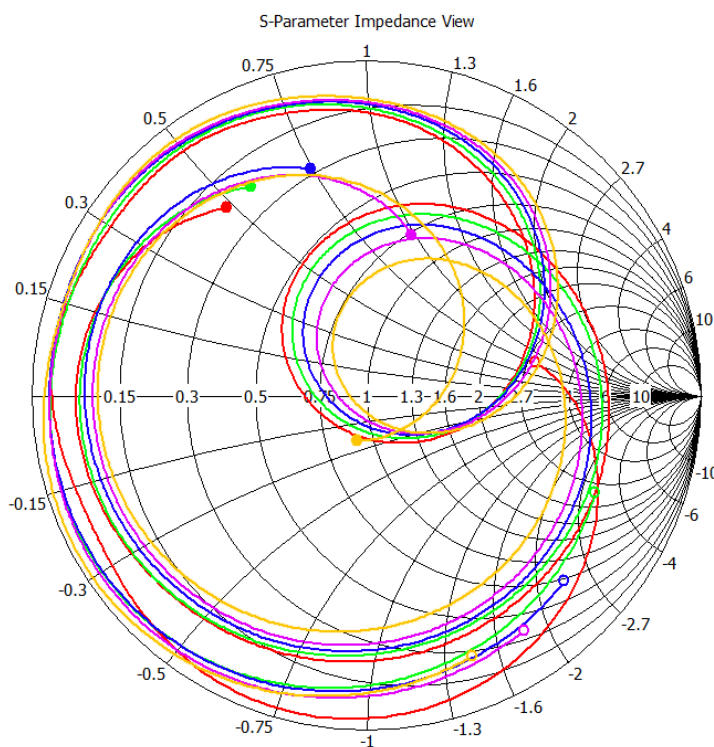


Figura 3.11 - Variación de curvas de la adaptación de impedancias en carta de Smith al variar L_{re}

Las curvas de la impedancia giran en torno al centro y se hacen más pequeñas conforme aumenta el valor de L_{re} . Al reducirse el tamaño del lazo, se obtienen mejores valores de adaptación pero comienzan a aparecer resultados no deseados (las adaptaciones a frecuencias mayores que podían verse en la gráfica 3.9). Estas nuevas

adaptaciones pueden apreciarse en la carta como nuevos cruces en las curvas (línea amarilla).

Variable Wre (0.2 0.425 0.65 0.875 1.1)

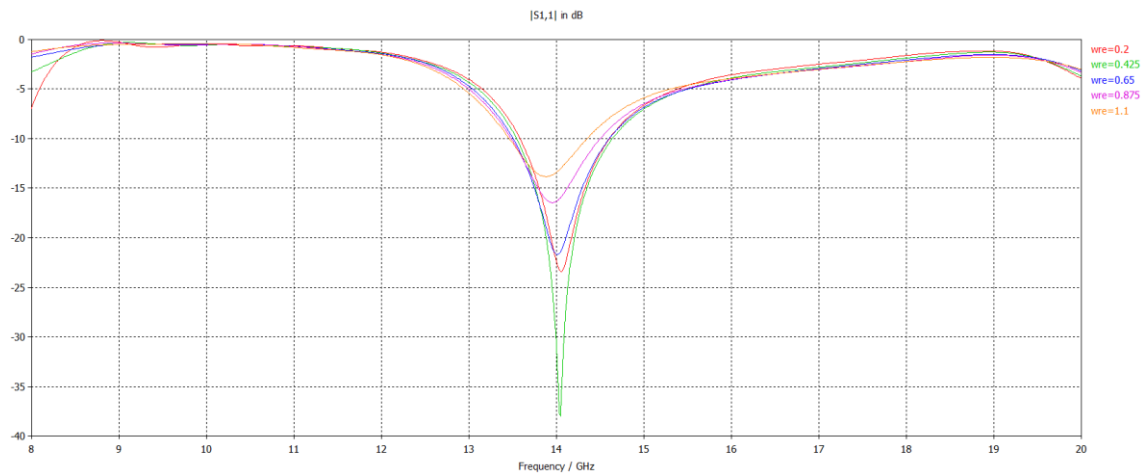


Figura 3.12 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar Wre

Variar wre produce una disminución y posterior aumento de la adaptación y un desplazamiento en frecuencia en sentido descendente. Al aumentar wre no aparecen efectos no deseados como la aparición de adaptación en frecuencias superiores al caso de estudio, como cuando se aumenta lre.

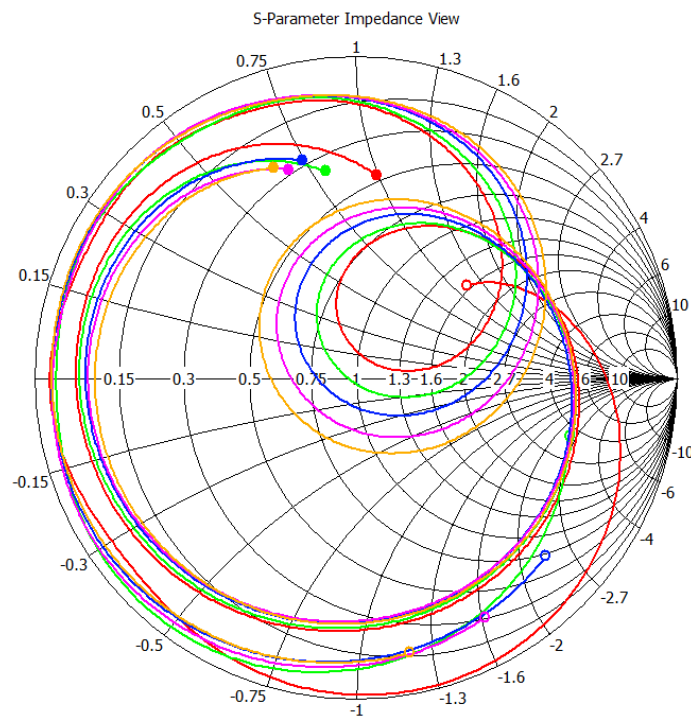


Figura 3.13 - Variación de las curvas de adaptación de impedancia en carta de Smith al modificar Wre

El lazo de la impedancia de la adaptación aumenta de tamaño, se desplaza y gira en sentido horario conforme aumenta wre .

$wre=0.425$, perteneciente a la línea verde, tiene un resultado completamente adaptado ya que se consigue situar en el centro. El resto de curvas consiguen peores valores de adaptación por aumentar el tamaño del lazo progresivamente conforme aumenta wre .

Variable L2 (4 4.5 5 5.5 6)

Con L2 varia la posición del elemento con respecto a la ranura. Se propone un barrido de las posiciones posibles para observar el efecto, siendo L2=5 la posición correspondiente al elemento centrado bajo la ranura.

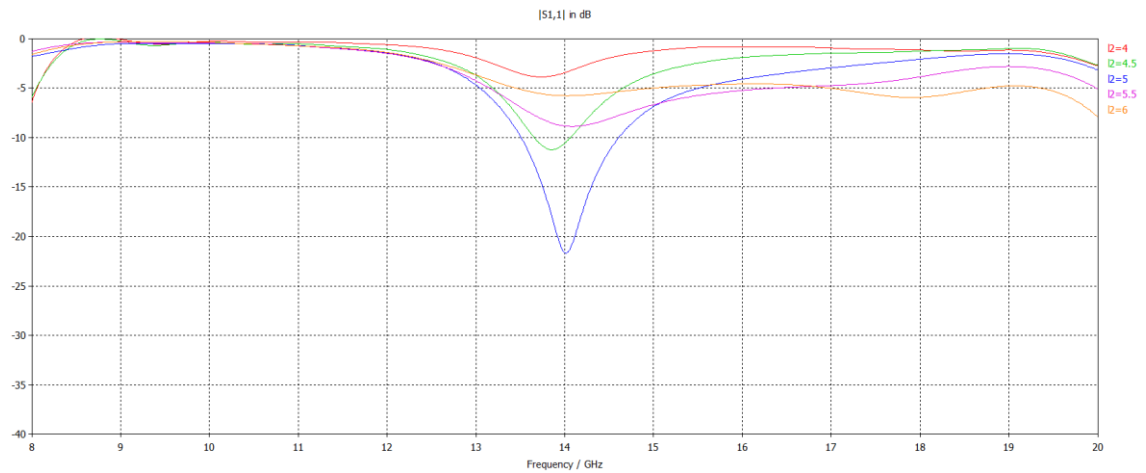


Figura 3.14 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar L2

A la vista de estos resultados, se verifica que el mejor valor de la adaptación se consigue cuando el elemento está centrado bajo la ranura.

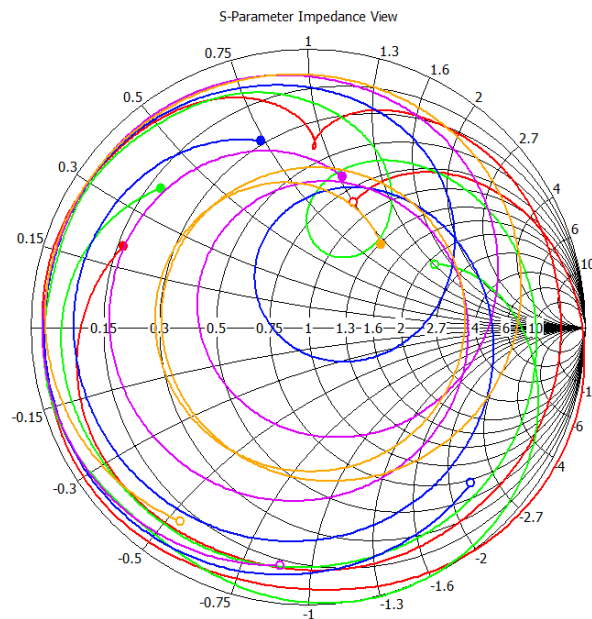


Figura 3.15 - Variación de curvas de adaptación de impedancia en carta de Smith al modificar L2

Para los valores $L2=4$ y $L2=6$ apenas existe adaptación y para $L2=4.5$, 5 y 5.5 puede verse como el lazo se acerca, centra y se aleja respectivamente del centro aumentando su tamaño. De nuevo son lazos demasiado grandes que dejan a todos los puntos de la curva lejos del centro.

Variable W2 (0.5 0.75 1 1.25 1.5)

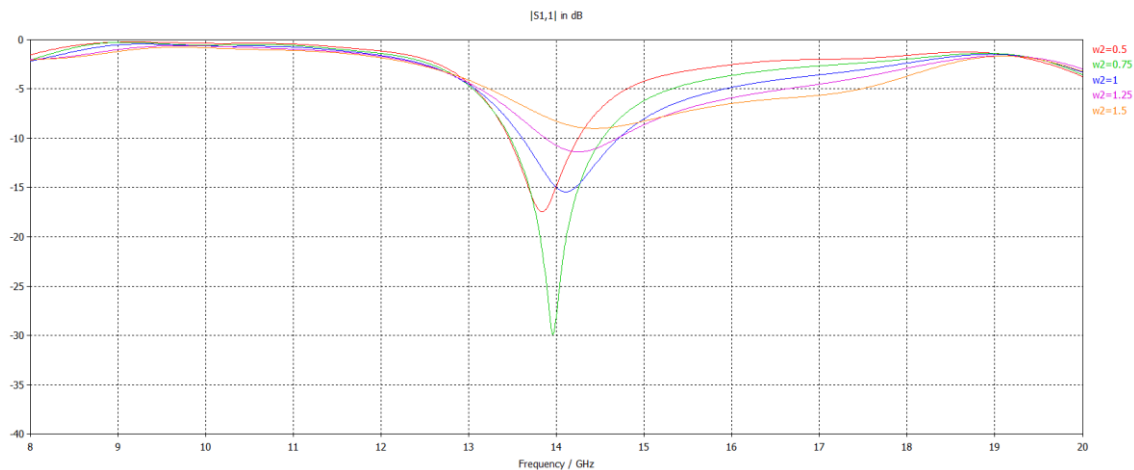


Figura 3.16 - Variación del módulo de S_{11} en dB al modificar W2

Esta anchura caracteriza la impedancia de la línea de transmisión en su último tramo antes de llegar al elemento radiante. De la misma forma que variando wre, se pueden conseguir pequeños desplazamientos en frecuencia y adaptaciones.

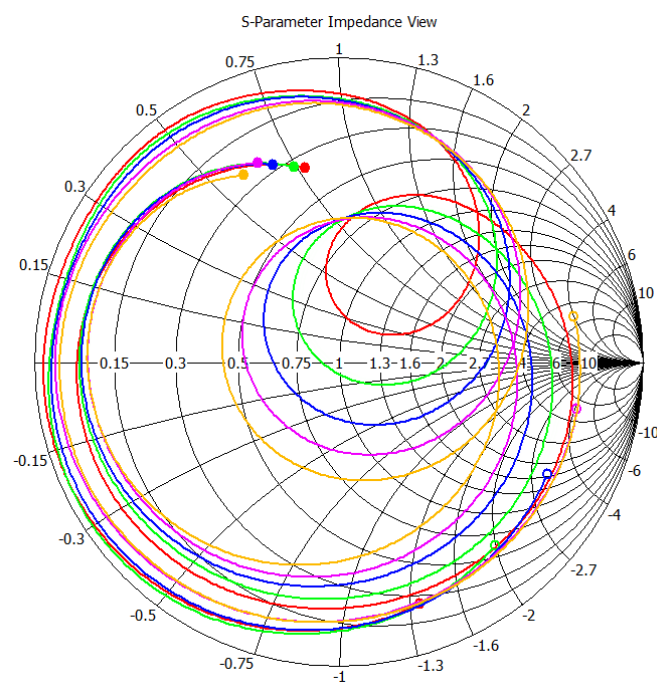


Figura 3.17 - Variación de curvas de adaptación de impedancias en carta de Smith al modificar W2

W2 consigue desplazar el lazo y rotarlo acercándolo al centro. Casi todos los resultados consiguen contener al centro de la carta en el lazo, pero son demasiado grandes, lo que se traduce en una adaptación muy pequeña.

Analizando los resultados anteriores y tomando los valores de la tabla 5 como referencia, se obtienen estos resultados:

Variable	Tamaño (mm)
lr	4.66
Wr	1.2
Lre	3.65
Wre	0.43
L1	7.85
W	3.01
L2	5
W2	0.8

Tabla 6: Valores finales del elemento individual.

Los cuales tras ser simulados muestran los siguientes resultados:

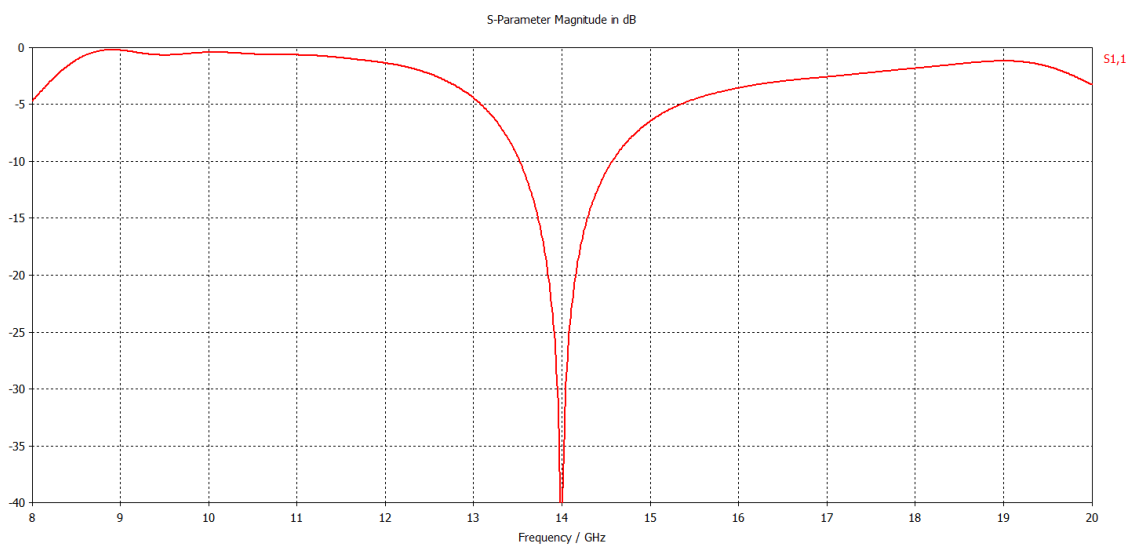


Figura 3.18 - Resultados del módulo de S_{11} en dB del elemento individual con longitudes optimizadas del elemento radiante individual

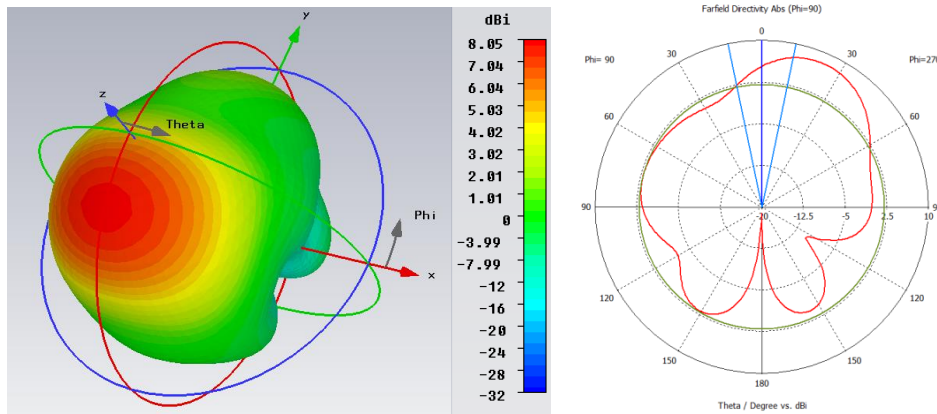


Figura 3.20 - Diagramas de radiación en dBi del elemento radiante individual con longitudes optimizadas

La directividad del elemento radiante individual es de 8.05dBi en $\Theta=23^\circ$. No tiene lóbulos secundarios y continua teniendo una apreciable radiación trasera, ya que no se ha hecho ningún diseño para evitarla.

Este apartado es esencial para la aplicación de la ranura individual al diseño del array. Podemos ir directamente al resultado deseado sabiendo exactamente qué parámetro ajustar.

3.2 Diseño del elemento array

Por definición, un array es una agrupación de antenas individuales que, en su conjunto, actúan como una sola antena. Un array está compuesto por dos o más elementos idénticos, separados unos de otros siempre a la misma distancia.

Los arrays pueden clasificarse en tres tipos [10]:

- 1.- Arrays lineales: todos los elementos que lo componen se distribuyen a lo largo de un eje.
- 2.- Arrays planos: Son agrupaciones bidimensionales cuyos elementos están sobre un plano en forma de matriz.
- 3.- Arrays conformados: Los elementos que forman este tipo de array se sitúan sobre una curva (por ejemplo el fuselaje de un avión).

La ventaja de este tipo de agrupaciones de antenas es que se pueden controlar las amplitudes y las fases de cada elemento de forma individual. De esta manera podemos conseguir que el haz vaya modificando su apuntamiento según nuestras necesidades (por ejemplo poder seguir a un avión sin tener que mover físicamente la antena).

Se aplica el diseño del elemento radiante del apartado 3.1 en cada una de las salidas del divisor diseñado en el apartado 2.4. Se pretende conseguir un array de antenas de ranura con la misma potencia en las 4 ranuras.

3.2.1 Diseño y optimización del array de cuatro elementos de forma directa

Teniendo los resultados del elemento radiante individual y los resultados del divisor con 4 salidas, pareció inmediato implementar un diseño sobre otro. Una vez unidos, se intentó optimizar el tamaño de las ranuras y de los elementos de la red.

Se eliminan los 4 puertos de salida y se modifican las terminaciones de la línea para tener elementos radiantes. Las nuevas medidas son proporcionales con respecto al modelo individual, ya que si se aplican de manera directa, las ranuras se solapan unas con otras.

Se ha reducido la longitud de las ranuras a menos de la mitad. En base a esa transformación se han ido calculando el resto de medidas para llegar a los siguientes valores:

Variable	Tamaño (mm)
lr	2
Wr	1.2
Lre	3
Wre	1.2
L1	5.9
W	3
L2	$\lambda/4$
W2	0.8

Tabla 7: Valores de los parámetros del array de 4 ranuras inicial.

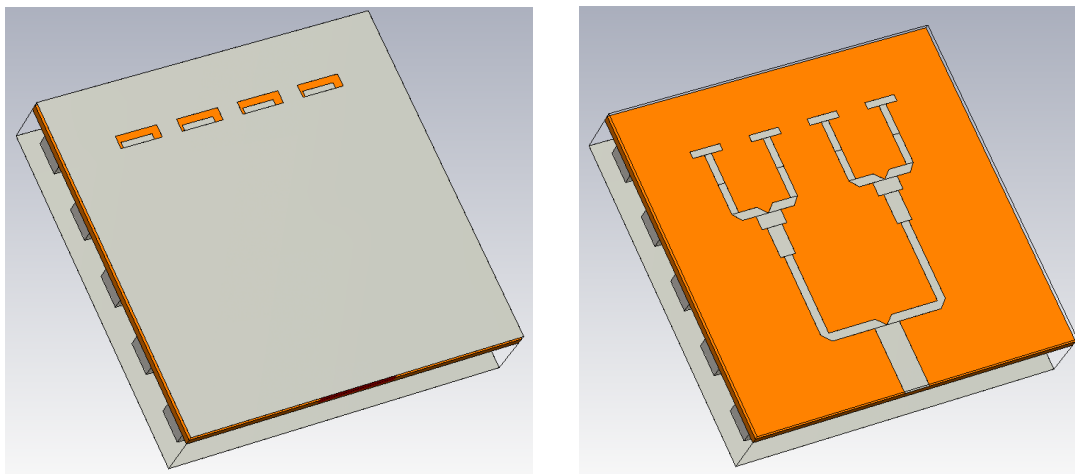


Figura 3.21 - Esquema del divisor con cuatro ranuras

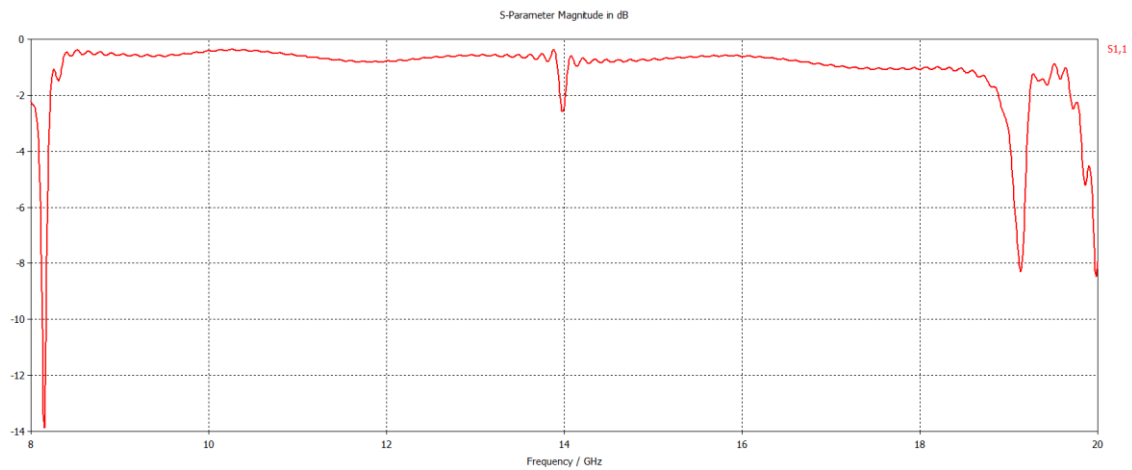


Figura 3.22 - Resultado inicial del módulo del parámetro S_{11} en dB del divisor con cuatro ranuras

Los resultados obtenidos no se corresponden al objetivo que se busca. Conseguimos -2dB en 14GHz., pero se interpreta como una inestabilidad del sistema.

Los parámetros que podemos variar para poder acercarnos al objetivo son el largo y ancho de los elementos radiantes (w_d , l_d , w_r y l_r). Haciendo uso de la herramienta de optimización de CST, se introdujeron las 4 variables y unos rangos de valores para cada parámetro.

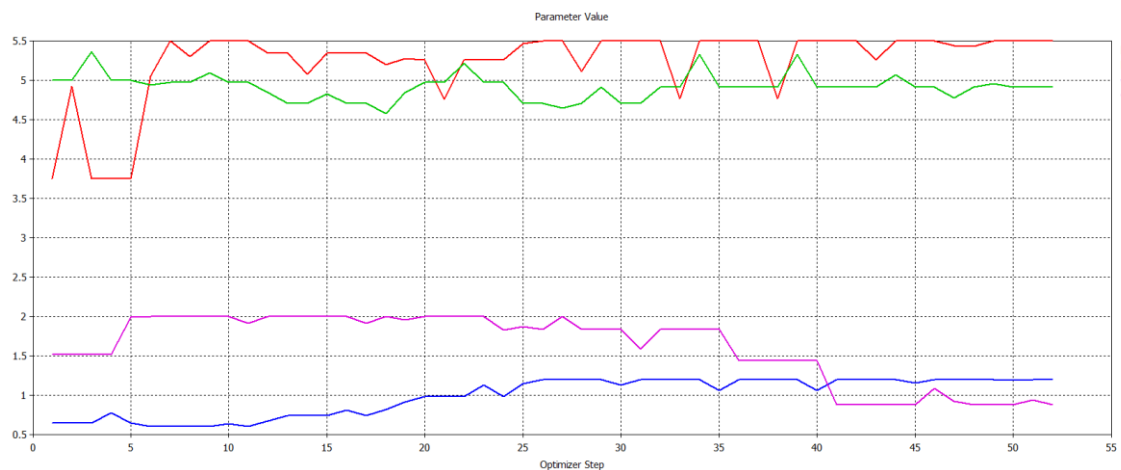


Figura 3.23 - Valores de las variaciones de los parámetros de optimización del divisor con cuatro ranuras

Dando como resultado los siguientes parámetros de S_{11}

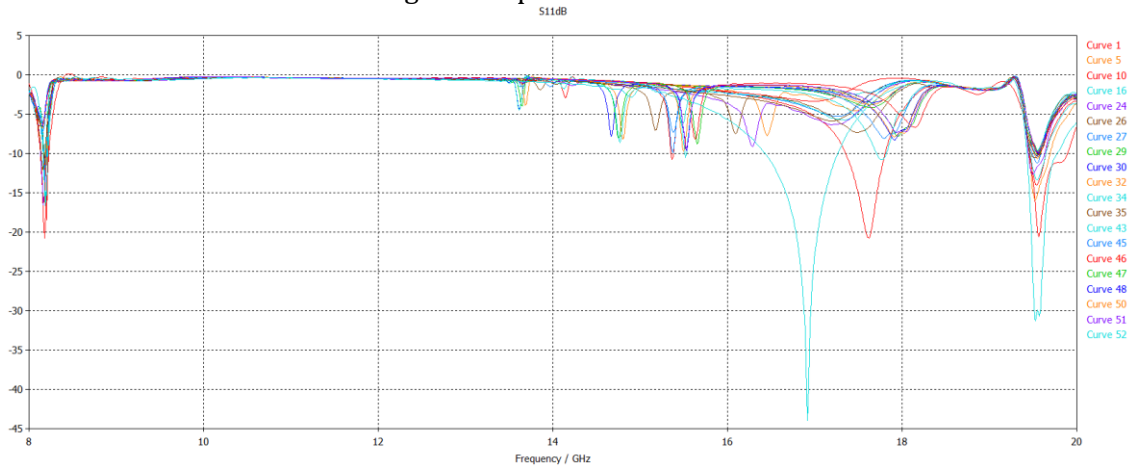


Figura 3.24 - Resultados del módulo de S_{11} en dB de la optimización del divisor con cuatro ranuras

* En la gráfica se muestran los resultados más significativos de la simulación. Se han omitido la mayoría de ellos por ser muy parecidos a los mostrados y no aportar información relevante.

Ninguna de las simulaciones muestra un resultado que pueda tomarse como punto de partida para poder seguir estudiando el array de ranuras a partir de él. Se revisan uno a uno los distintos tramos de líneas y codos que componen el diseño así como los adaptadores que conectan el primer divisor con las siguientes ramas.

Se hacen numerosas correcciones en las longitudes de los brazos del divisor en base a cómo se ha comportado cada parámetro en la optimización de la imagen [3.17], cumpliendo que la longitud de cada tramo completo sea $\lambda/2$. Se reduce el tamaño total del elemento, se ajusta la anchura (w_2) de las líneas para modificar su impedancia, quedando los nuevos valores como se recogen en la tabla 8.

Variable	Tamaño (mm)
l_r	2.68
W_r	1.06
L_{re}	3.5
W_{re}	0.3
L_1	5.32
W	3
L_2	$\lambda/4$
W_2	0.7

Tabla 8: Valores de las dimensiones del array de 4 ranuras modificados.

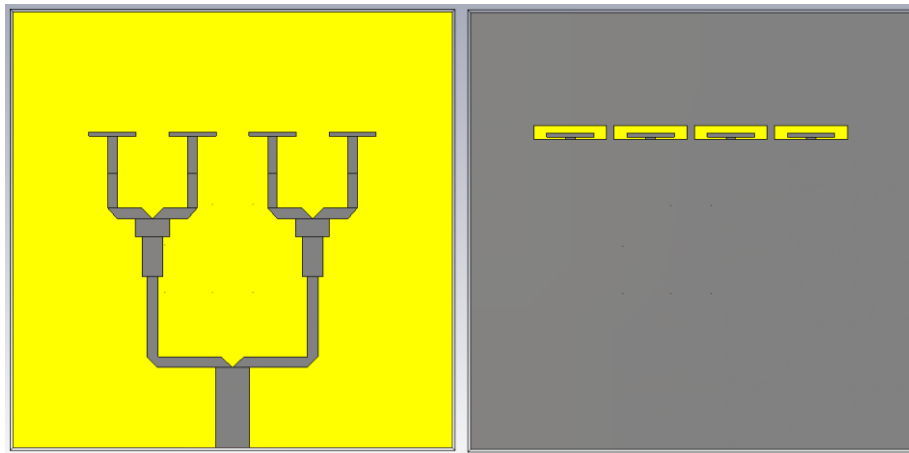


Figura 3.25 - Esquema del divisor con cuatro ranuras recalculado

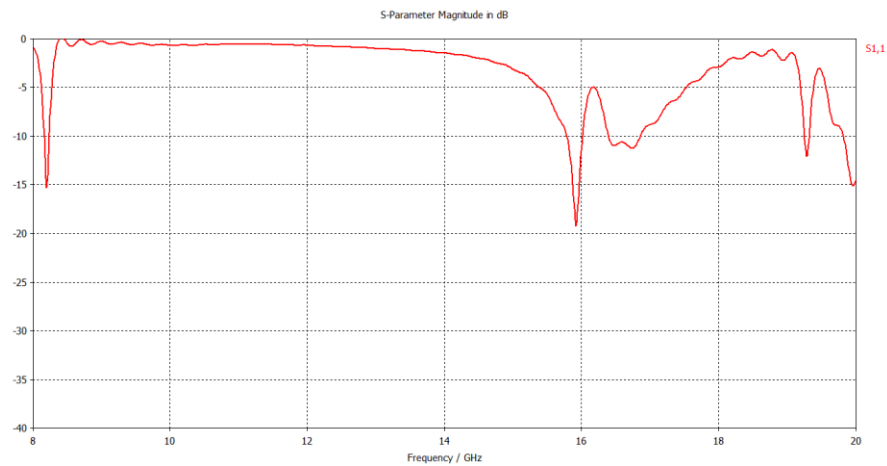


Figura 3.26 - Resultados del módulo de S_{11} en dB del divisor con cuatro ranuras con nuevas dimensiones

Los resultados mejoran con respecto al diseño inicial, pero siguen sin ser válidos. Aparecen picos de adaptación en frecuencias no deseadas.

De nuevo se hace una optimización con los parámetros que definen la antena de ranura (w_d , l_d , w_r y l_r) para estudiar las nuevas variaciones de la respuesta tomando como origen los anteriores.

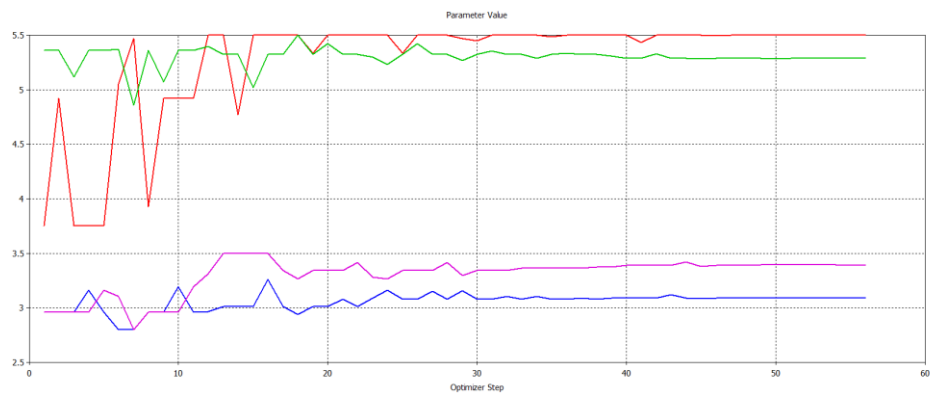


Figura 3.27 - Valores de las variaciones de los parámetros de optimización del divisor con cuatro ranuras con nuevas dimensiones

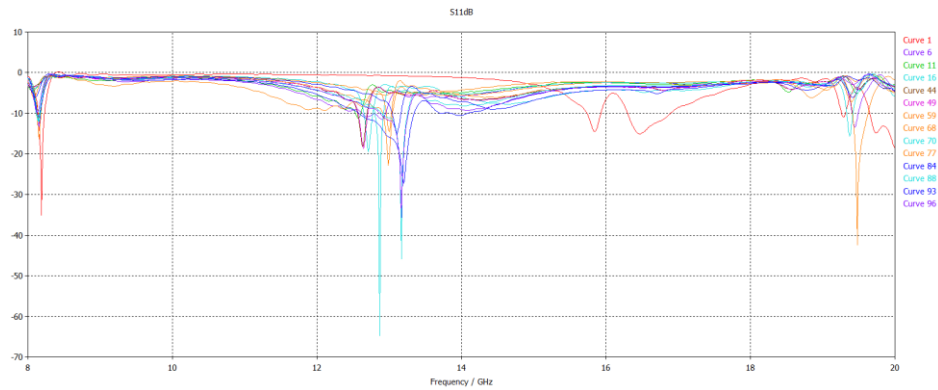


Figura 3.28 - Módulo de S_{11} en dB de la optimización del divisor con cuatro ranuras con nuevas dimensiones

Los resultados que se obtienen tras las simulaciones indican que el diseño no funcionará con pequeñas variaciones. Siguen existiendo demasiados picos de adaptación a frecuencias distintas a 14GHz. y el comportamiento en general del diseño no muestra valores que se puedan interpretar con lo desarrollado hasta el momento. Hay que rehacer el estudio enfocando el objetivo que se persigue desde otro punto de vista.

Se concluye este apartado como no satisfactorio y se estudia otra manera de llegar al resultado.

El error de este apartado ha sido modificar el tamaño de la ranura diseñada en el apartado 3.1 para adecuarla al divisor del apartado 2.4 en lugar de tomar la ranura como el elemento fijo y modificar el tamaño del divisor.

3.2.2 Estudio de un array de 2 ranuras

Se plantea una estrategia de diseño de complejidad incremental. Se propone inicialmente un array de 2 elementos, aplicando el modelo individual del apartado 3.1 sobre el divisor de potencia con dos salidas del apartado 2.3.

Como se ha hecho en otros apartados, se va a aplicar en primer lugar directamente las medidas del caso individual sobre el divisor para tomarlo como punto de partida. Se obtienen los siguientes resultados.

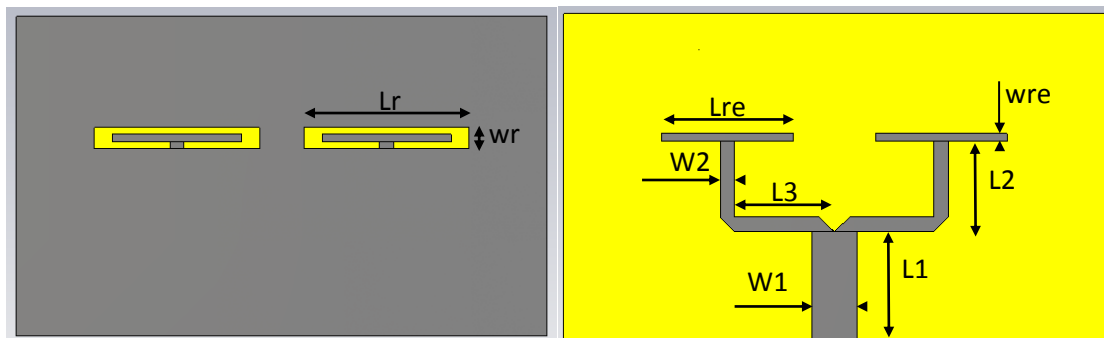


Figura 3.29 - Longitudes del array con dos ranuras

Variable	Tamaño (mm)
L1	$\lambda/2$
W1	3.01
L2	5
W2	0.83
L3	$\lambda/2-1$
Lr	4.66
Wr	1.2
Lre	3.8
Wre	0.65

Tabla 9: Valores de los parámetros del array de 2 ranuras iniciales.

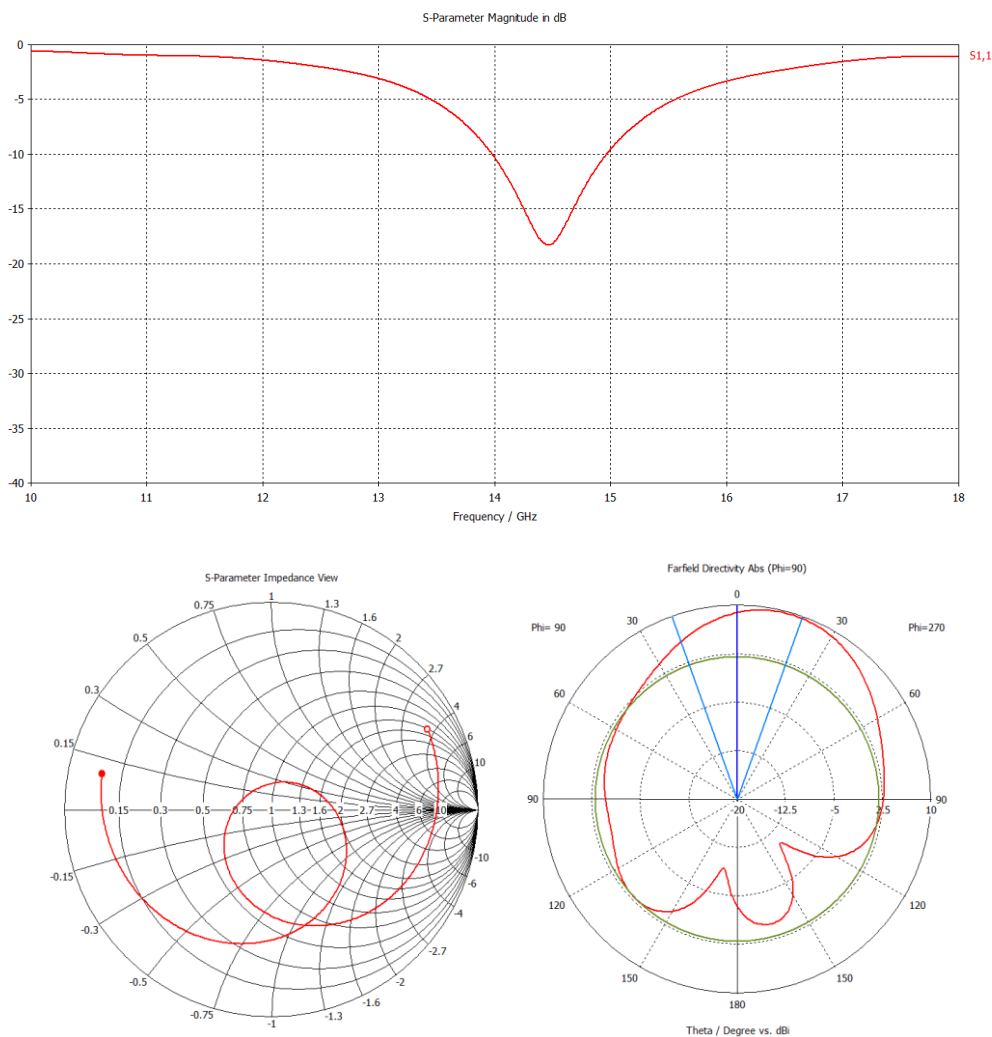


Figura 3.30 - Resultados iniciales del array con dos ranuras

En la primera gráfica se representa el módulo del parámetro S_{11} en dB, en la segunda la adaptación de la impedancia en carta de Smith y en la tercera gráfica se puede observar el diagrama de radiación del array de dos ranuras.

Existe adaptación del puerto 1 a -18.2dB en 14.4 GHz. y la curva que describe S_{11} no tiene ninguna variación brusca. La carta de Smith muestra una adaptación de la impedancia con el lazo centrado pero demasiado grande, con un ancho de banda similar al del caso individual: 1GHz.

El diagrama de radiación muestra un máximo en $\Theta=20^\circ$ y una directividad de 9.75dBi. El conjunto comienza a hacerse más directivo y a desplazar su dirección de apuntamiento hacia broadside.

Ajustando las dimensiones del elemento individual a este nuevo modelo y sabiendo cómo afectan los parámetros según el apartado 3.1, se realizan las modificaciones oportunas, además, como no puede haber distancias mayores de λ entre las ranuras para evitar tener grating lobes, se sitúa cada una de las ranuras con los centros a una distancia de $\lambda/2-1$.

Los resultados después de las variaciones son los siguientes:

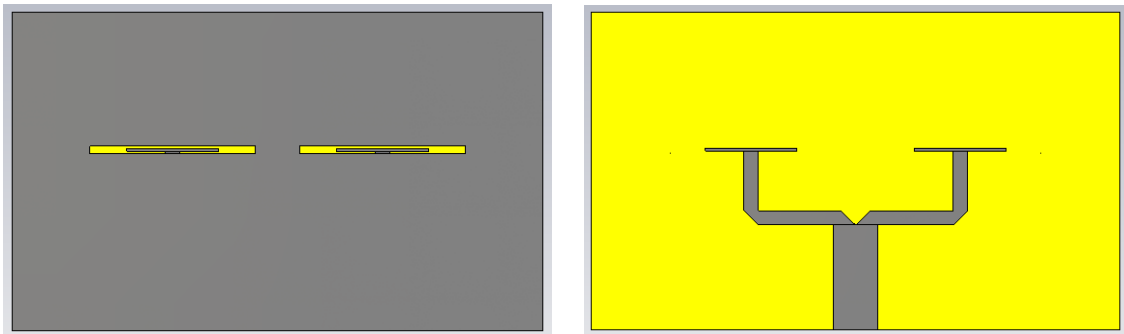


Figura 3.31 - Esquema del array con dos ranuras optimizado

Variable	Tamaño (mm)
L1	$\lambda/2$
W1	3.01
L2	4.2
W2	0.8
L3	$\lambda/2-1$
Lr	4.66
Wr	0.45
Lre	2.6
Wre	0.17

Tabla 10: Valores de los parámetros del array de 2 ranuras optimizados.

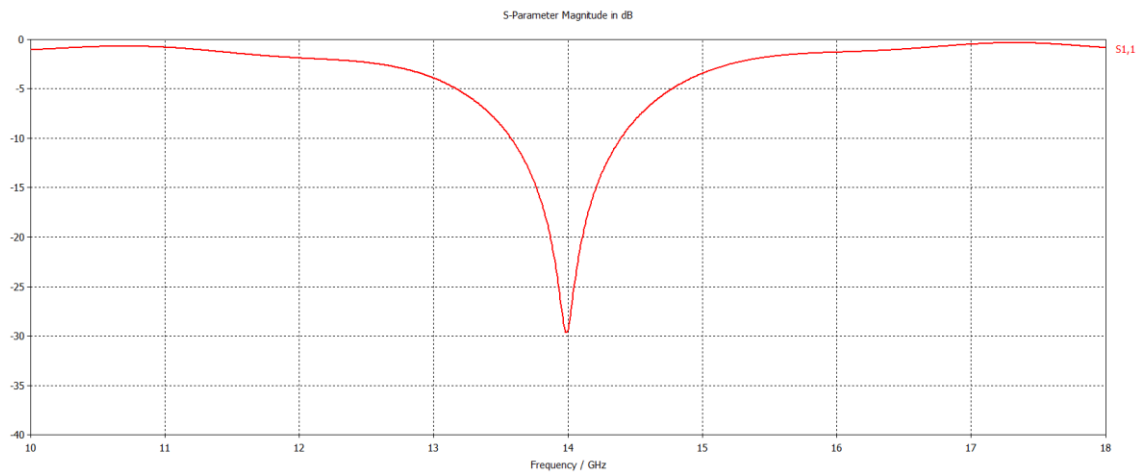


Figura 3.32 - Resultado del módulo de S_{11} en dB del divisor con dos ranuras optimizado

Se consigue una adaptación de casi -30dB y una respuesta prácticamente plana por encima de -5dB. El ancho de banda se ha visto reducido a 800Mhz.

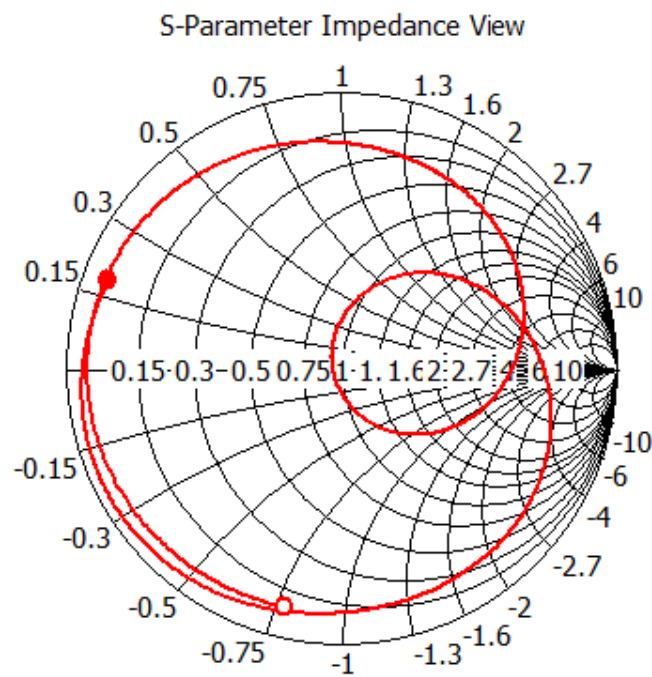


Figura 3.33 - Resultado de la adaptación de impedancia en carta de Smith del divisor con dos ranuras optimizado

En la carta de Smith el lazo ha girado en sentido antihorario y se ha acercado al centro. Se consigue aproximar la curva al centro de la carta.

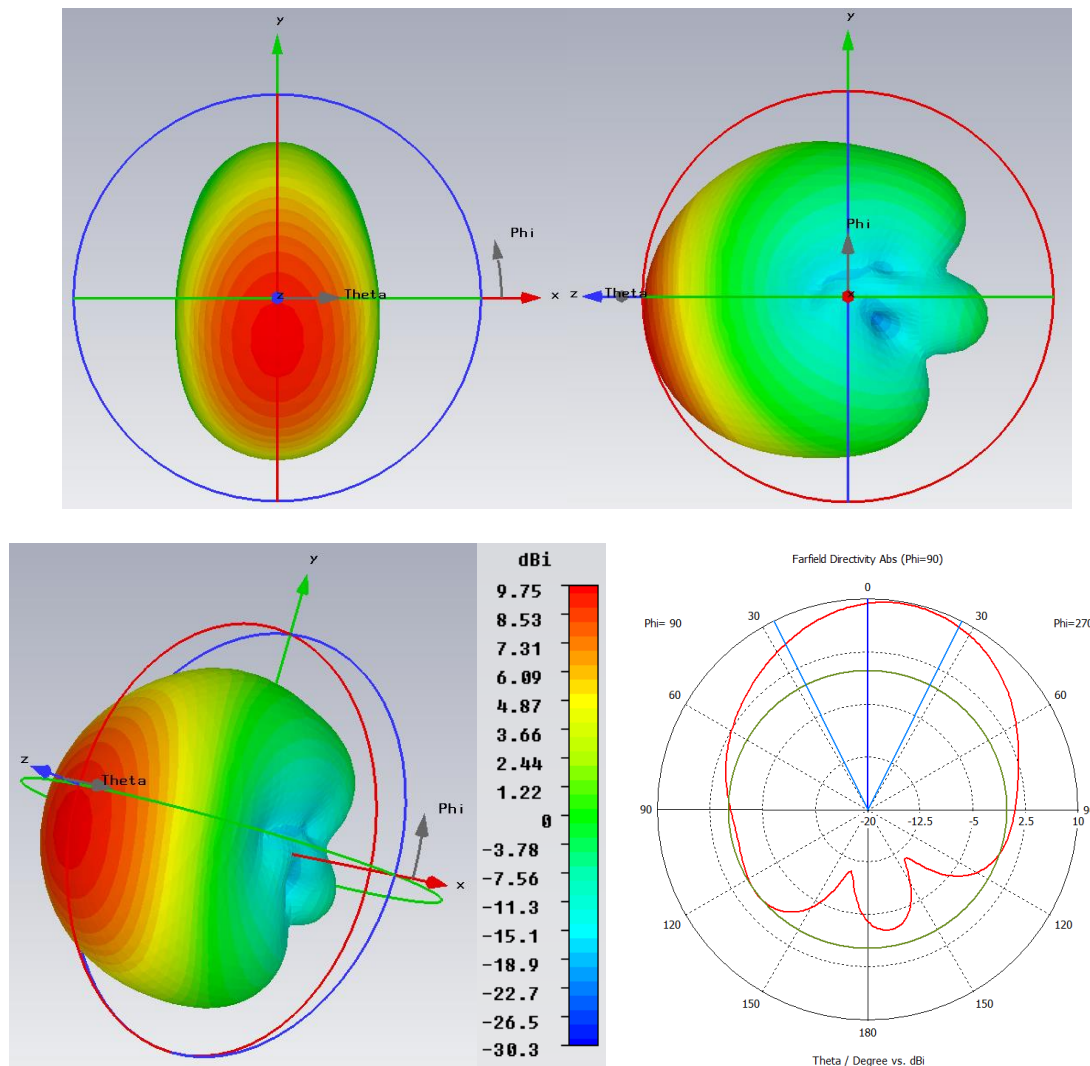


Figura 3.34 - Diagramas de radiación en dBi del divisor con dos ranuras optimizado

El diagrama de radiación se va modificando conforme aumenta el número de ranuras, haciéndose cada vez más directivo.

En la vista frontal puede verse como, en comparación con el elemento individual, existe un menor ensanchamiento del diagrama. De la misma manera, en la vista lateral se observa cómo la radiación trasera disminuye.

Se pasa de 8.05dBi en el punto de máxima directividad a 9.75dBi, un aumento del 17.44% que se ha conseguido duplicando el número de ranuras. La dirección de apuntamiento de nuevo se ha visto afectada variando desde $\theta=20^\circ$ hasta $\theta=12^\circ$.

3.2.3 Diseño de un array de cuatro elementos

Se continúa el estudio el array con dos ranuras del apartado 3.2.2, en el que las ranuras están separadas una de otra una distancia de $\lambda/2$ y se amplía a cuatro.

Esta distancia no se ha tenido en cuenta cuando se ha hecho el divisor inicial de 2 salidas por lo que ahora hay que diseñar un nuevo divisor de 2 salidas para poder conectar los dos arrays de 2 ranuras.

Se va a replicar el array de dos elementos a una distancia $d = 2\lambda - 4$ para que todas las ranuras queden a la misma distancia unas de otras. Las entradas de los dos arrays tendrán sus centros a esa misma distancia. Partiendo de ahí se va a diseñar un divisor siguiendo el diseño del apartado 2.3.

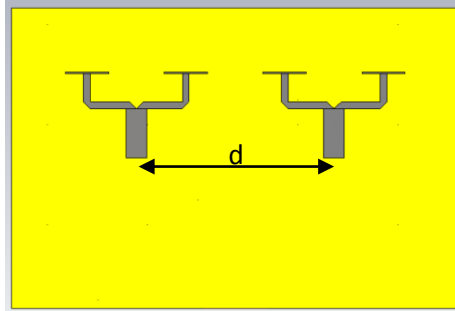


Figura 3.35 - Esquema de la disposición de los dos arrays de 2 ranuras

Hay que tener en cuenta que el diseño anterior está hecho para una distancia inferior, por lo que al aumentarla hay que volver a ajustar los parámetros para volver a tener unos resultados parecidos a los de la imagen 2.21.

El nuevo divisor ha de tener las ramas con longitud $\lambda - 2$, para que sus salidas coincidan con las entradas de los dos arrays de 2 ranuras. Al hacer esto, hay que aumentar la longitud de L3 para que la adaptación siga siendo como la diseñada originalmente.

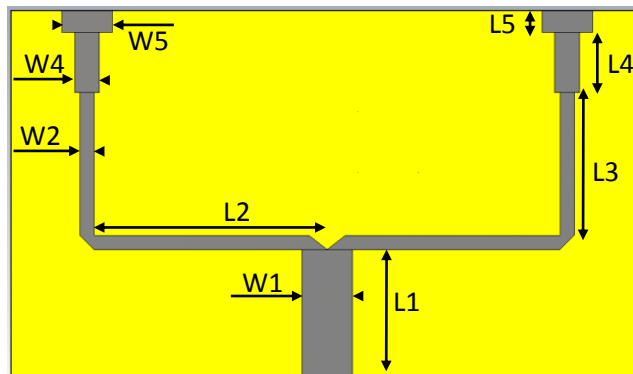


Figura 3.36 - Longitudes del nuevo divisor para el array de cuatro ranuras

Variable	Tamaño (mm)
L1	6.2
W1	2.5
L2	$\lambda - 2$
W2	0.7
L3	7.05
L4	$\lambda/4$
W4	1.22
L5	1
W5	2.5

Tabla 11: Valores de los parámetros del nuevo divisor con longitud mayor entre puertos

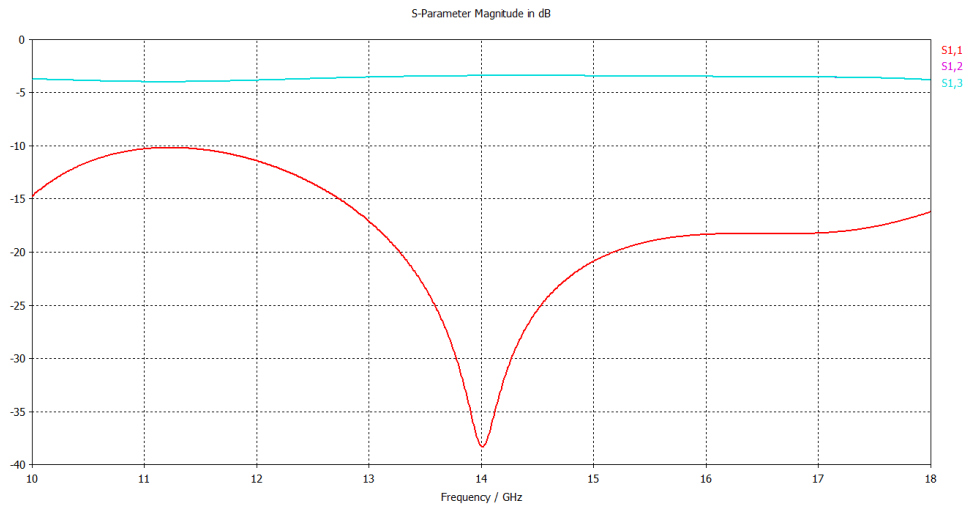


Figura 3.37 - Resultados del módulo de los parámetros S en dB del rediseño del divisor de dos salidas

Igual que el divisor inicial del apartado 2.3, existe una adaptación del puerto 1 en 14 GHz. a -38.3dB y un reparto de -3.4dB en cada uno de los puertos de salida.

En este caso existen unas pequeñas pérdidas de potencia en cada uno de los puertos de salida de 0.4dB, algo que no ocurría en el divisor original.

Una vez llegado este punto, la implementación del diseño final consiste en integrar todas las piezas diseñadas por separado en un mismo elemento.

Este diseño se diferencia del desarrollado en el apartado 3.2.1 porque el divisor final se ha desarrollado específicamente para el tamaño de las ranuras que se habían diseñado como elemento individual y no al contrario.

A continuación se muestra el diseño final del divisor de 4 ranuras en tecnología Gap Waveguide y los resultados conseguidos con él.

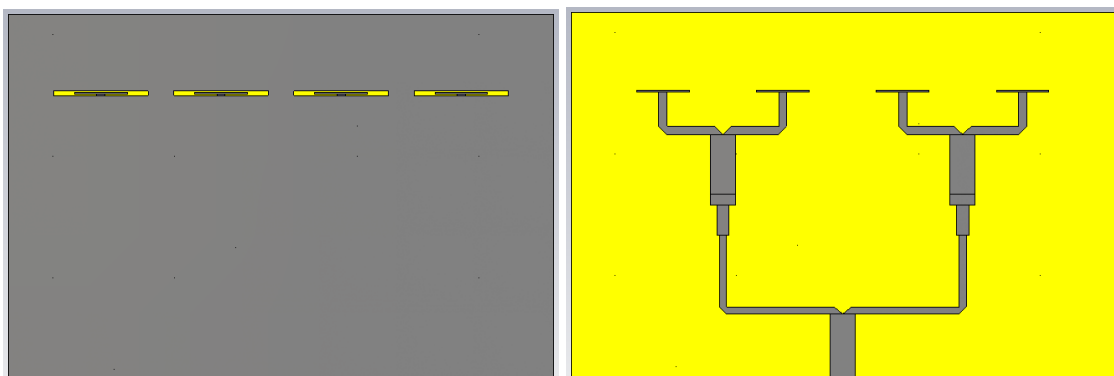


Figura 3.38 - Esquema final del array con cuatro ranuras

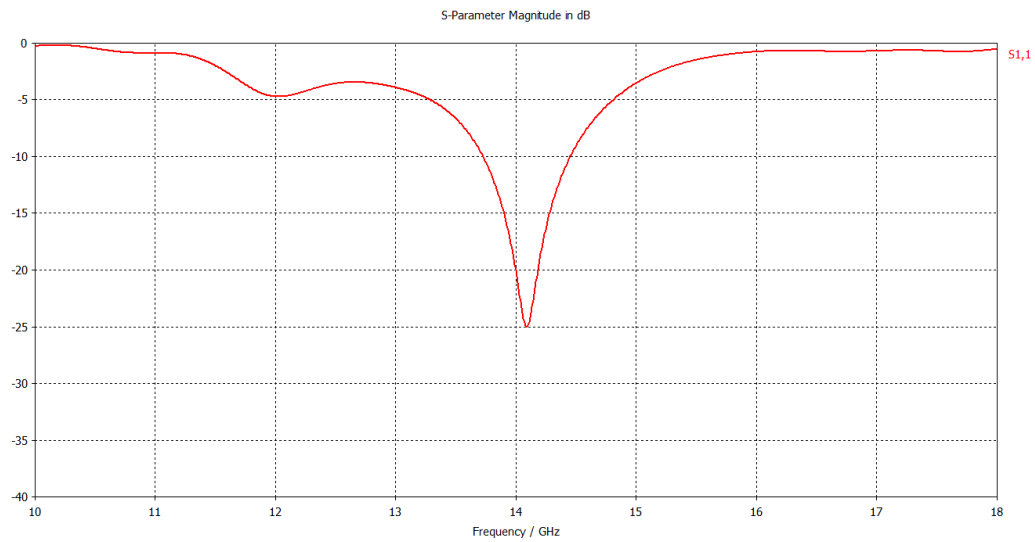


Figura 3.39 - Módulo de S_{11} en dB del array con cuatro ranuras final

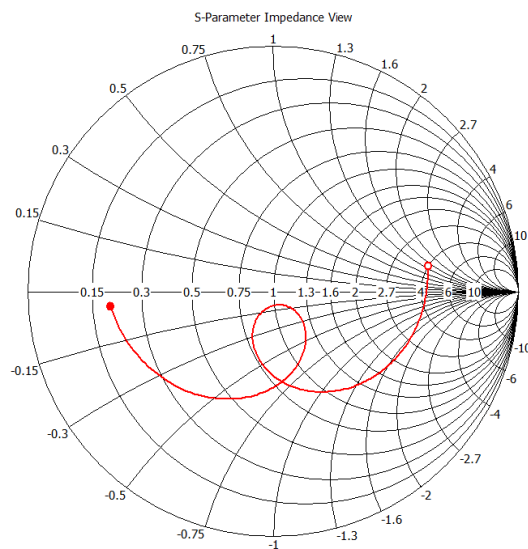


Figura 3.40 - Representación de la adaptación de la impedancia en carta de Smith del array con cuatro ranuras final

El parámetro S_{11} consigue unos resultados de -25dB y como se comprueba en la carta de Smith, existe una buena adaptación, pero no la mejor que se puede conseguir ya que el lazo no llega a centrarse en la carta. No obstante, todos los resultados están cercanos al centro.

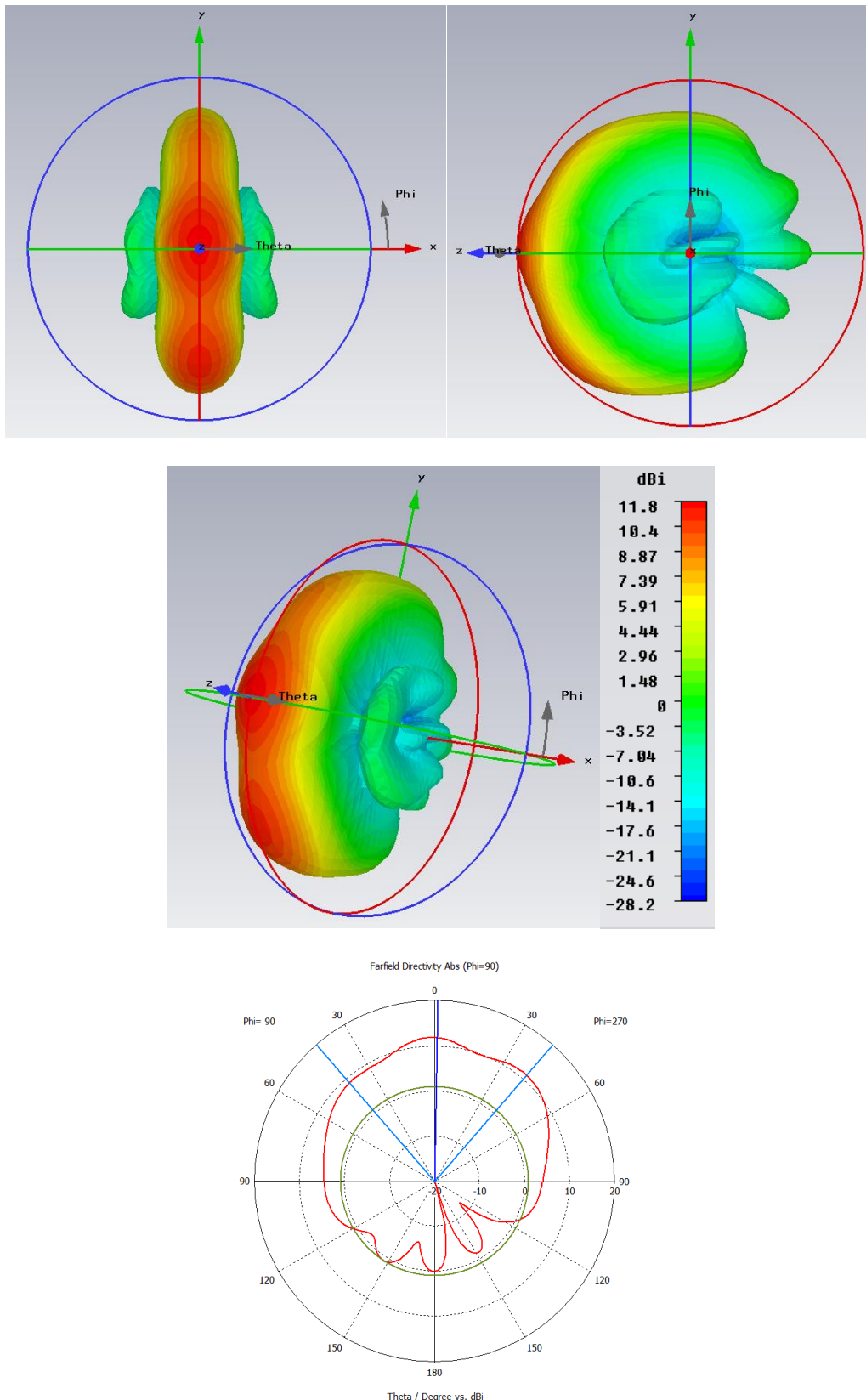


Figura 3.41 - Diagramas de radiación en dBi del array con cuatro ranuras final

Los diagramas de radiación muestran nuevamente cómo la directividad va aumentando conforme aumenta el número de elementos en el array. Al duplicar de nuevo

el número de ranuras, el aumento de la directividad es de un 17.37%, valor de incremento casi idéntico al obtenido en el array de dos ranuras del apartado 3.2.2. Se consigue incrementar de 9.75dBi a 11.8dBi en la dirección de apuntamiento, la cual ya es prácticamente perpendicular a la superficie del array.

En las tres figuras pueden apreciarse lóbulos secundarios, los cuales indican que no se está consiguiendo toda la directividad que se puede obtener del diseño. Estos pueden atenuarse ajustando la distancia entre las ranuras.

Capítulo 4

Conclusiones y líneas futuras

En este capítulo se presentan las conclusiones de los resultados, se proponen distintas modificaciones que podrían mejorar el resultado y se mencionan aspectos complementarios al trabajo realizado.

En este trabajo de fin de grado se ha estudiado cómo realizar un divisor de potencia en tecnología Gap Waveguide y cómo mediante simulaciones de onda completa se pueden integrar y ajustar los elementos hasta conseguir un array de ranuras.

Los resultados que se han ido obteniendo a lo largo de todo el trabajo han demostrado cómo cada pequeño avance afecta al resultado final. Ejemplo de ello son las variaciones de la anchura de los brazos del divisor. Una pequeña variación de estos provoca un aumento o disminución de la impedancia de la línea, lo que se traduce en que el adaptador $\lambda/4$ que se ha diseñado en primera instancia, ha de ser recalculado para poder adaptar la nueva impedancia.

El diseño de la red de alimentación se ha hecho para un tamaño de ranura inicial, el cual no se puede modificar. El cambio de las medidas de la ranura supone un problema distinto del original y todos los cálculos deben volverse a realizar desde el comienzo. El tamaño de la ranura para el elemento radiante individual es lo primero que se calculó y si se hubiera mantenido fijo, no se habrían obtenido resultados como los de las gráficas 3.20-26.

He conseguido diseñar una línea en tecnología Gap Waveguide que ha conseguido una transmisión sin pérdidas entre dos puertos, teniendo una adaptación de -45.8dB a 14GHz. También se ha conseguido que la impedancia de entrada sea de 50 Ω , valor que se ha mantenido constante durante todo el trabajo.

En el diseño del divisor inicial de dos salidas he separado la señal de entrada en dos señales de salida completamente idénticas en módulo y de valor -3.07dB con una adaptación de -47dB después de optimizar el diseño inicial. Cuenta con un enorme ancho de banda de operación de 6.3 GHz. Este divisor tuvo que ser modificado aumentando sus dimensiones para poder integrarlo en el diseño definitivo. Finalmente se obtiene para la alimentación del array de cuatro ranuras una adaptación de -38.3dB, un reparto de potencia en las salidas de -3.4dB y un mayor ancho de banda.

El divisor de cuatro salidas tiene una adaptación de -27dB y un reparto de potencia en los puertos de salida iguales por pares. Las dos salidas del centro consiguen -5.8dB, mientras que las salidas de los extremos tienen -6.2dB. Este elemento se intentó utilizar para realizar el diseño final rápidamente pero fue un error tanto diseñarlo como intentar aplicarle el desarrollo del elemento radiante individual porque no cumplía los requisitos de tamaño para poder aplicar ranuras en su estructura.

El elemento radiante individual ha sido el elemento del trabajo que más se ha optimizado por ser una parte fundamental de una antena de ranura. Su adaptación es de -40 dB y su ancho de banda de 1GHz. Su dirección de apuntamiento está ligeramente desviada con respecto al plano perpendicular al elemento, pero se ve corregida al aplicar la ranura en el diseño final debido a la interacción de los elementos en el array.

He podido aprender cómo cada pequeño avance que se ha realizado ha tenido su enorme repercusión en el resultado final, hasta el punto de deshacer el camino andado para rectificar. Un ejemplo claro de ello es la realización de un nuevo divisor con una

longitud mayor en los brazos por no haber caído en la cuenta inicialmente de la separación y el tamaño de las ranuras.

También he podido apreciar cómo interaccionan los elementos y modifican su comportamiento cuando pasan de actuar aislados a integrarlos en la red. Las simulaciones me han permitido cuantificar los resultados del diseño y apreciar este suceso.

Las líneas futuras que se proponen para este trabajo son varias:

En primer lugar se propone como siguiente paso al desarrollo del trabajo teórico la fabricación del diseño final y su prueba en laboratorio. Poder comprobar con instrumentación adecuada si las simulaciones hechas en el programa se cumplen en medidas reales.

También se propone realizar las simulaciones incluyendo pérdidas en los modelos para conseguir unos resultados lo más parecidos posibles a la realidad.

Una buena ampliación del trabajo podría ser la reducción del tamaño de las ramas de los divisores para poder ocupar un menor espacio, pero al mismo tiempo aumentar ligeramente la distancia entre las ranuras para poder verificar que se atenúan los lóbulos secundarios y la antena consigue hacerse más directiva sin que aparezcan grating lobes.

Por otra parte, podría hacerse el mismo diseño de la red de alimentación en tecnología microstrip convencional y aplicarlo a las mismas ranuras para comparar resultados de simulaciones y comparar las diferencias entre microstrip y Gap Waveguide.

También podría hacerse este mismo diseño en las distintas variantes de esta misma tecnología, Groove y Ridge, y poder comparar resultados de los distintos elementos que componen el diseño. Ver si se comportan de la misma manera ante las mismas variaciones de parámetros a las que se ha sometido este diseño y si finalmente se obtiene el mismo resultado en los diagramas de radiación.

Una variante a tener en cuenta para este trabajo sería realizar la red en una topología corporativa y aplicar ranuras con forma de bocina, tal como se realiza en el documento [4], en el que partiendo de cada uno de los elementos se desarrolla una nueva red de 4 ranuras, quedando un elemento de 4x4 bocinas. Otro ejemplo de aumento de la complejidad de la red sería utilizar ranuras en vertical para conseguir una polarización circular.

Referencias

[1]: Planar Dual-Mode Horn Array With Corporate-Feed Network in Inverted Microstrip Gap Waveguide. Elena Pucci, Eva Rajo-Iglesias, José-Luis Vazquez-Roy and Per-Simon Kildal. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 62, NO. 7, JULY 2014.

[2]: Study of the Numerical Ports for Gap Waveguide. *Hasan Raza, Jian Yang and Per-Simon Kildal. Chalmers University of Technology, Sweden*

[3] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, E. Rajo-Iglesias. Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates. IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters, 8:84–87, 2009

[4]: Study of Q-Factors of Ridge and Groove Gap Waveguide Resonators, Chalmers Publication Library. Pucci, E. ; Zaman, A. ; Rajo-Iglesias, E. (2013) "Study of Q-Factors of Ridge and Groove Gap Waveguide Resonators". IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 7(11), pp. 900-908.

[5]: Gap Waveguides and PMC packaging: Octave Bandwidth mm- and submm-Wave Applications of Soft & Hard Surfaces, EBGs and AMCs. Prof. Per-Simon Kildal. Head of Antenna group. Department of Signals and Systems. Gothenburg, SWEDEN

[6] Parallel Plate Cavity Mode Suppression in Microstrip Circuit Packages Using a Lid of Nails. Eva Rajo-Iglesias, Ashraf Uz Zaman and Per-Simon Kildal. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 20, N°1, January 2010.

[7] Libro - David M. Pozar: "Microwave Engineering" Second Edition 1998, Ed. John Wiley & Sons. (capítulo 4).

[8] Libro - Constantine A. Balanis: "Antenna Theory: Analysis and Design" 3rd edition 1st ed. 2005, Ed. John Wiley & Sons.

[9] A Dual Band Microstrip-Fed Slot Antenna Mahmoud N. Mahmoud and Reyhan Baktur. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 59, NO. 5, MAY 2011.

[10]: Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology. Ashraf Uz Zaman and Per-Simon Kildal, *Fellow, IEEE*. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 62, NO. 6, JUNE 2014.

[11] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf

[12] E. Rajo-Iglesias, M. Caiazzo, L. Inclan-Sanchez, P.-S. Kildal. Comparison of bandgaps of mushroom-type EBG surface and corrugated and strip-type soft surfaces. IET Microwaves, Antennas Prop. 1(1):184 –189, 2007.

[13] A. Valero-Nogueira, M. Baquero, J. Herranz, J. Domenech, E. Alfonso, A. Vila. Gap waveguides using a suspended strip on a bed of nails. IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters, 10:1006–1009, 2011.

[14] P. S. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira. Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression. IET Microwaves, Antennas & Prop. 5(3):262–270, 2011.

[15] 2 2-Slot Element for 60-GHz Planar Array Antenna Realized on Two Doubled-Sided PCBs Using SIW Cavity and EBG-Type Soft Surface fed by Microstrip-Ridge Gap Waveguide Seyed Ali Razavi, Per-Simon Kildal, *Fellow, IEEE*, Liangliang Xiang, Esperanza Alfonso Alós, and Haiguang Chen. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 62, NO. 9, SEPTEMBER 2014